

Drehzahlregelung des Asynchronmotors unter Verwendung eines Beobachters mit geringer Parameterempfindlichkeit

Der Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg
zur Erlangung des Grades
DOKTOR-INGENIEUR

vorgelegt von
Walter Zägelein

Erlangen 1984



Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41546214_0078

Drehzahlregelung des Asynchronmotors unter Verwendung eines Beobachters mit geringer Parameterempfindlichkeit

Der Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg
zur Erlangung des Grades
DOKTOR-INGENIEUR

vorgelegt von
Walter Zägelein

Erlangen 1984

Drehzahlregelung des Asynchronmotors
unter Verwendung eines Beobachters
mit geringer Parameterempfindlichkeit

Der Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg
zur Erlangung des Grades
DOKTOR-INGENIEUR

Als Dissertation genehmigt von der

Technischen Fakultät der

Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der Einreichung: 26.4.1984

Tag der Promotion: 30.7.1984

Dekan: Prof. Dipl.-Ing. G. Vetter

Berichterstatte: Prof. Dr.-Ing. G. Pfaff

Prof. Dr. phil. nat. H. Schlitt

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Assistent am Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Steuerungen der Universität Erlangen-Nürnberg.

Herrn Prof. Dr.-Ing. G. Pfaff möchte ich sehr herzlich für die Anregung zu dieser Arbeit, für seine Unterstützung und seine wertvollen Hinweise danken.

Herrn Prof. Dr. phil. nat. H. Schlitt bin ich für die Übernahme des Korreferats sehr zu Dank verpflichtet.

Meinen Freunden und Kollegen an der Universität Erlangen-Nürnberg danke ich für die freundschaftliche Zusammenarbeit. Dabei gilt mein Dank besonders Herrn G. Müller für seine Unterstützung bei der Erstellung der für die experimentellen Arbeiten notwendigen Einrichtungen.

Nicht zuletzt möchte ich mich sehr herzlich bei meiner Tante, Frau Grete Feldbauer, für die sorgfältige Niederschrift des Manuskriptes bedanken.

Inhaltsverzeichnis

Seite

1.	Einleitung	1
2.	Mathematische Beschreibung der Asynchronmaschine	5
2.1	Voraussetzungen	5
2.2	Die Gleichungen der Asynchronmaschine	7
3.	Das Prinzip der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine	8
3.1	Allgemeines	8
3.2	Mathematische Beschreibung der Feldorientierung	9
3.3	Prinzipielle Ausführungsformen feldorientierter Regelungen	12
4.	Bestimmung des Läuferflusses durch Messung des Luftspaltflusses	18
4.1	Messung des Luftspaltflusses mittels Hallsonden	18
4.2	Messung des Luftspaltflusses mittels Meßwicklungen	19
5.	Die Regelung der Asynchronmaschine mit Hilfe von Modellen	20
5.1	$\underline{i}_1, n$ - bzw. $\underline{i}_1, \vartheta$ - Modell	22
5.2	$\underline{u}_1, \underline{i}_1$ - Modell	33
5.3	$\underline{u}_1, \underline{i}_1, n$ - Modell	35
5.4	$\underline{u}_1, n$ - Modell	37
5.5	Bemerkungen zu den Modellvarianten	43
6.	Stationärer Fehler aufgrund von Parameterfehlableich bei der Läuferflußnachbildung mit Hilfe von Modellen	45
6.1	Quantitative Abschätzung der Parameterabweichungen	45
6.2	Nachbildungsfehler bei den verschiedenen Modellen	47
6.2.1	$\underline{i}_1, n$ - bzw. $\underline{i}_1, \vartheta$ - Modell	50
6.2.2	$\underline{u}_1, \underline{i}_1$ - Modell	54

6.2.3	$\underline{u}_1, \underline{i}_1, n$ - Modell	54
6.2.4	$\underline{u}_1, n$ - Modell	59
6.2.5	Bemerkungen zu den Nachbildungsfehlern	59
6.3	Auswirkungen einer fehlerhaften Modellnachbildung	63
7.	Einsatz des Beobachters zur Flußbestimmung bei der Asynchronmaschine	69
7.1	Allgemeines zum Beobachterkonzept	69
7.2	Beobachter bei der Asynchronmaschine	72
7.2.1	Zustandsbeschreibung von System und Beobachter	72
7.2.2	Überprüfung der Beobachtbarkeit	78
7.2.3	Vereinfachung der Rückführmatrix des Beobachters	79
7.2.4	Zusammenhang zwischen den Beobachterpolen und den Rückführkoeffizienten	81
7.2.5	Stationärer Fehler der Läuferflußnachbildung bei Parameterfehlabgleich	84
7.2.6	Beobachterentwurf nach dynamisch günstigen Gesichtspunkten	90
7.2.7	Entwurf eines Beobachters mit geringer Parameterempfindlichkeit	94
7.2.7.1	Einführung von Empfindlichkeitsfunktionen	94
7.2.7.2	Definition verschiedener Optimierungsfunktionen	100
7.2.7.3	Stabilitätsuntersuchungen	102
7.2.7.4	Berechnung der optimalen Rückführkoeffizienten	105
7.2.7.5	Besonderheiten der Empfindlichkeitsfunktion M_{oR}	118
7.2.8	Praktische Erprobung des Beobachters am Antrieb	126
7.2.8.1	Versuchsaufbau	126
7.2.8.2	Messungen am Antrieb	128
8.	Vergleichende Betrachtungen zwischen Beobachter und den Modellen bezüglich der Parameterempfindlichkeit	137
8.1	Einführung von Empfindlichkeitsfunktionen bei den Modellen	137

8.2	Vergleich des Beobachters mit den verschiedenen Modellen anhand von Gütekriterien	140
8.2.1	Vergleich mit Hilfe der Empfindlichkeitsfunktion $M_o(n, \omega_2)$ und der Gütefunktion $P_o(\omega_2)$	140
8.2.2	Vergleich mit Hilfe der Gütezahl G_o	150
9.	Experimenteller Vergleich zweier Regelungsanordnungen zur Drehzahlregelung der Asynchronmaschine	152
9.1	Drehzahlregelung der Asynchronmaschine ohne unterlagerte Stromregelung	152
9.1.1	Regelungsanordnung	152
9.1.2	Drehzahlregelkreis	154
9.1.3	Experimentelle Ergebnisse	155
9.2	Drehzahlregelung der Asynchronmaschine mit unterlagelter Stromregelung im Flußkoordinatensystem	163
9.2.1	Regelungsanordnung	163
9.2.2	Betrachtung der einzelnen Regelkreise	165
9.2.2.1	Stromregelkreise und Entkopplung	165
9.2.2.2	Flußregelkreis	168
9.2.2.3	Drehzahlregelkreis	169
9.2.3	Experimentelle Ergebnisse	169
10.	Zusammenfassung	178
11.	Literaturverzeichnis	181
A.	Anhang	188
A1.	Zusammenstellung der Normierungsfaktoren des "per-unit - Systems"	188
A2.	Daten der Versuchsanlage	189
A3.	Verzeichnis der wichtigsten verwendeten Formelzeichen	191

1. Einleitung

Die fortschreitende Entwicklung auf dem Gebiet der Leistungselektronik, speziell bei den Leistungstransistoren, erlaubt es, immer leistungsfähigere und kostengünstigere Umrichter herzustellen. Diese Tendenz wird durch die modernen hochintegrierten Bauelemente der signalverarbeitenden Elektronik unterstützt. Das führt dazu, daß in zunehmender Weise mehr Antriebsaufgaben mit Drehstrommaschinen gelöst werden. Dabei bietet sich besonders die konstruktiv einfache, robuste, wartungsarme und preiswerte Asynchronmaschine an. Aus den erwähnten Vorzügen erwächst das Bestreben, diese auch in hochdynamischen geregelten Antriebssystemen einzusetzen, die bisher aus Gründen der leichteren Regelbarkeit nur der Gleichstrommaschine vorbehalten waren.

Die Asynchronmaschine stellt ein verkoppeltes nichtlineares System dar, das regelungstechnisch nur sehr schwer beherrschbar ist. Deswegen konnte sich trotz zahlreicher Arbeiten auf diesem Gebiet bisher kein einheitliches Regelverfahren durchsetzen. Bei den älteren, einfacheren Regelungsanordnungen wird, abhängig von der Belastung nach stationären Kriterien, der Betrag und die Frequenz der Ständerspannung oder des Ständerstromes so gesteuert, daß die Amplitude des sich in der Maschine ausbildenden Maschinenflusses, zumindest bei stationärem Betrieb immer die gleichen Werte annimmt /17,52/. Damit läßt sich jedoch nur ein unbefriedigendes dynamisches Verhalten des Antriebes erzielen.

Wie in mehreren Arbeiten /2,22,32/ gezeigt wird, ist für eine gute dynamische Regelung der Asynchronmaschine eine vom jeweiligen Betriebspunkt abhängige betrags- und phasenrichtige Führung der Ständerspannung oder des Ständerstromes unerlässlich.

Eine besonders einfache und übersichtliche Beschreibung des Betriebsverhaltens der Asynchronmaschine gewinnt man, wenn alle Spannungen, Ströme und Flüsse in der Maschine auf ein mit dem Läuferflußzeiger rotierendes Koordinatensystem bezogen werden.

Anhand dieser Betrachtungsweise läßt sich eine direkte Analogie zur Gleichstrommaschine herstellen. Hasse /32/ zeigte erstmals, daß die dem Läuferfluß parallele Stromkomponente stationär proportional der Läuferflußamplitude und die senkrecht darauf stehende Stromkomponente bei konstantem Fluß proportional dem Drehmoment ist. Auf dieser Überlegung basieren alle dynamisch hochwertigen Drehzahlregelungen der Asynchronmaschine. Zur praktischen Realisierung dieser Zusammenhänge sind zwei grundsätzliche Vorgehensweisen denkbar.

Bei dem von Blaschke /8,9,10/ als "Feldorientierte Regelung" bezeichneten Regelverfahren wird zur Orientierung des Ständerstromzeigers an den Läuferflußzeiger dessen Istwert herangezogen. Dazu muß dieser entweder gemessen, was einen erheblichen konstruktiven Eingriff in die Maschine bedeutet /27, 40,48/, oder mit Hilfe eines geeigneten Maschinenmodells nachgebildet werden. Ein überlagerter Flußregelkreis sorgt selbst bei dynamischen Vorgängen für eine konstante Flußamplitude.

Die andere Realisierungsmöglichkeit beruht auf einer indirekten Führung des Flusses. Hier wird mit Hilfe von Modellvorstellungen aus den Sollwerten für Maschinenfluß und Drehmoment der erforderliche Spannungs- oder Stromzeiger ermittelt. Diese schaltungstechnisch meist weniger aufwendige Regelungsmethode ist sehr verbreitet und durch eine Reihe unterschiedlicher Ausführungsformen bekannt geworden /24,32,54,58,60/. Im Gegensatz zu dem Verfahren nach Blaschke erfolgt bei der indirekten Flußführung die Orientierung der für die Regelung wichtigen Größen gedanklich am Sollwert des Läuferflußzeigers.

Alle Regelungsvarianten, denen ein Modell zugrunde liegt, haben gemeinsam den Nachteil, daß während des Betriebes der Maschine die aktuellen Maschinenparameter von den im Modell eingestellten Werten, z.B. durch Erwärmung, abweichen können. Das wirkt sich dann dynamisch als auch stationär ungünstig auf das Betriebsverhalten des geregelten Antriebes aus.

Dieser Umstand führte dazu, daß Verfahren entwickelt wurden, die eine Identifikation besonders relevanter Maschinenparameter während des Betriebes erlauben, um damit eine ständige Korrektur der Modellparameter durchführen

zu können. Ein erster derartiger Vorschlag, der eine Nachführung der im Modell eingestellten Läuferzeitkonstanten gestattet, ist bei Garćes /29/ zu finden. Der Nachteil dieses Verfahrens liegt darin, daß es bei kleinen Drehzahlen und Stillstand der Maschine keine brauchbaren Ergebnisse liefert. Dies gilt auch für kleine Belastungen bis einschließlich dem Leerlauf. Auf der gleichen physikalischen Grundlage arbeitet eine von Abbondanti /1/ angegebene, von den Widerstandsparametern unabhängige Methode zur Regelung des Hauptflusses.

Bei Gabriel /28/ wird eine Korrekturmöglichkeit der Läuferzeitkonstanten mit Hilfe eines zusätzlich eingespeisten Testsignals vorgeschlagen. Die Parameteranpassung, welche bis einschließlich Drehzahl Null arbeitet, muß jedoch wegen zu großer Fehler bei größeren Sollwert- und Lastsprüngen abgeschaltet werden. Eine fehlerfreie Arbeitsweise ist hauptsächlich bei stationärem Betrieb unter Ausschluß des Leerlaufs möglich /53/. Ein weiterer Vorschlag von Gabriel sieht die Verwendung von zwei sich adaptierenden Modellen vor /27,28/.

In der Arbeit von Weninger /60/ wird außer einer ebenfalls auf zwei Modell. beruhenden Anordnung zur Verringerung der Parameterempfindlichkeit eine selbsttätige Nachführung des im Modell eingestellten Läuferwiderstands diskutiert. Dabei müssen jedoch wiederum aus Genauigkeitsgründen die Bereiche kleiner Drehzahlen und kleiner Belastungen ausgeschlossen werden. Zuletzt sei noch eine Arbeit von Löser/Sattler /41/ erwähnt, worin eine Identifikationsmethode der Läufertemperatur angedeutet wird.

Die bisher bekannten Verfahren zur Verbesserung des Modellverhaltens bei sich ändernden Maschinenparametern erfordern zu ihrer Realisierung einen zusätzlichen nicht unerheblichen Aufwand. Nachteilig ist auch, daß in allen Fällen Einschränkungen im Betriebsbereich notwendig sind.

In der vorliegenden Arbeit werden zuerst die verschiedenen Modelle und einige daraus resultierende Regelungsstrukturen vorgestellt. Im Anschluß daran folgt eine Betrachtung des stationären Modellfehlers auf Grund von Parameterabweichungen.

Weiterhin wird eine neue Methode beschrieben, die eine Läuferflußnachbildung mit möglichst geringer Parameterempfindlichkeit ohne Einschränkungen bezüglich der Drehzahl und der Belastung innerhalb des Grunddrehzahlbereiches erlaubt. Die Grundlage hierfür ergibt sich aus der Beobachtertheorie. Es wird ein Beobachter für die Flußkomponenten der Asynchronmaschine entworfen, dessen Dimensionierung jedoch im Gegensatz zu anderen Arbeiten /5,6/, nicht wie allgemein üblich, nur nach dynamischen Gesichtspunkten, sondern mit Hilfe von passend definierten Empfindlichkeitsfunktionen im Hinblick auf eine minimale Parameterempfindlichkeit erfolgt.

Anschließend wird mit geeigneten Gütekriterien die gegenüber den Modellen geringere Parameterempfindlichkeit des Beobachters nachgewiesen.

Zuletzt werden zwei auf dem Prinzip der Feldorientierung basierende Regelverfahren miteinander verglichen, wobei gleichzeitig die Tauglichkeit des Beobachters im Rahmen einer Regelung demonstriert werden soll.

Bei der ersten Variante wird der Fluß indirekt durch Spannungssteuerung geführt, während bei der zweiten Anordnung außer einer unterlagerten Stromregelung eine Regelung des Flußbetrages vorgesehen ist. Den dazu notwendigen Läuferfluß liefert der gegenüber Parameterschwankungen robuste Beobachter.

2. Mathematische Beschreibung der Asynchronmaschine

2.1 Voraussetzungen

Das dynamische Verhalten der Asynchronmaschine läßt sich mit einem System nichtlinearer gekoppelter Differentialgleichungen beschreiben. Dabei wird, um zu einer übersichtlichen und nicht zu umfangreichen Darstellung zu gelangen, von einigen allgemein üblichen idealisierenden Annahmen ausgegangen:

- Die Maschine ist hinsichtlich der drei Stränge vollkommen symmetrisch aufgebaut
- Eisensättigung und Eisenverluste werden vernachlässigt
- Räumlich verteilte Durchflutungen und Felder werden als sinusförmig angenommen
- Alle Widerstands- und Induktivitätswerte werden als konstant vorausgesetzt

In der vorliegenden Arbeit erfolgt die Beschreibung der Spannungen, Ströme und Flüsse mit Hilfe der Raumzeigertheorie /39,45/. Weiterhin sind alle die in den Maschinengleichungen auftretenden Konstanten und Variablen normiert. Dadurch nehmen die Rechenergebnisse einen allgemeinen Charakter an und können als Näherungen für andere Maschinen angesehen werden. Außerdem ergeben sich Vereinfachungen im Aufbau der Gleichungen. Die einzelnen Normierungsfaktoren sind im Anhang zusammengestellt /45/. Um Schwierigkeiten, die durch die veränderliche magnetische Kopplung zwischen Ständer- und Läuferwicklung herrühren zu umgehen, werden alle Raumzeiger in einem gemeinsamen Koordinatensystem betrachtet. Dazu wird ganz allgemein ein Koordinatensystem, welches gegenüber dem ständerfesten Koordinatensystem mit der bezogenen Drehzahl

$$n_K = \frac{d\gamma}{dt} \quad (2.1)$$

im Raum umläuft, herangezogen.

Die Drehgeschwindigkeit n_K kann frei gewählt und damit der Problemstellung angepaßt werden. Das ständerfeste Koordinatensystem ist dabei so gelegt, daß dessen reelle Achse mit der Phasenwicklung a des Ständers zusammenfällt (Bild 2.1).

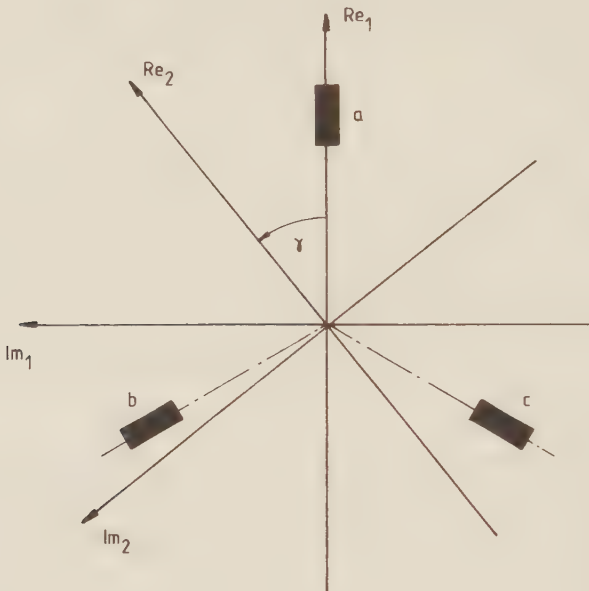


Bild 2.1 Ständerfestes und allgemeines mit der bezogenen Drehzahl n_K umlaufendes Koordinatensystem

2.2 Die Gleichungen der Asynchronmaschine

Unter den getroffenen Voraussetzungen ergibt sich zur Beschreibung des dynamischen Verhaltens der Asynchronmaschine folgendes Gleichungssystem/45/:

$$\underline{u}_1 = R_{1-1} \underline{i}_1 + \frac{d \underline{\psi}_1}{dt} + j \underline{\psi}_1 n_K \quad (2.2)$$

$$\underline{u}_2 = R_{2-2} \underline{i}_2 + \frac{d \underline{\psi}_2}{dt} + j \underline{\psi}_2 (n_K - n) \quad (2.3)$$

$$\underline{\psi}_1 = X_{1-1} \underline{i}_1 + X_{h-2} \underline{i}_2 \quad (2.4)$$

$$\underline{\psi}_2 = X_{2-2} \underline{i}_2 + X_{h-1} \underline{i}_1 \quad (2.5)$$

$$d_M = \underline{\psi}_1 \times \underline{i}_1 \quad (2.6)$$

$$d_M - d_L = T_A \frac{dn}{dt} \quad (2.7)$$

T_A stellt den bezogenen Wert der Anlaufzeit dar, der sich durch die Normierung der Bewegungsgleichung ergibt. Sein Wert ist zusammen mit den Normierungsfaktoren im Anhang aufgeführt.

Die Drehmomente werden ebenso wie die Drehzahlen als skalare Größen betrachtet. Weiterhin gilt die Bewegungsgleichung (2.7) unabhängig vom verwendeten Koordinatensystem. Dies trifft auch unter der Voraussetzung, daß die Raumzeiger von Ständerfluß und Ständerstrom im gleichen Koordinatensystem dargestellt sind, auf die Drehmomentengleichung (2.6) zu.

3. Das Prinzip der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine

3.1 Allgemeines

Das Prinzip der Feldorientierung /8,9,10/ beruht darauf, daß man versucht, mit der Asynchronmaschine ein ähnlich günstiges Regelverhalten zu erzielen, wie es von der fremderregten Gleichstrommaschine her bekannt ist. Bei der Gleichstrommaschine läßt sich das Feld durch den Feldstrom und das Drehmoment durch den Ankerstrom beeinflussen. Dies ist bei der Asynchronmaschine nicht ohne weiteres möglich. Man kann allerdings in einer Analogiebetrachtung bei der Asynchronmaschine, die durch ein nichtlineares verkoppeltes Differentialgleichungssystem beschrieben wird, ähnlich einfache Verhältnisse erreichen.

Zur näheren Erläuterung werden die Zeiger des Läuferflusses $\underline{\psi}_2$ und des Ständerstromes $\underline{i}_1$, außer in dem ständerfesten, auch in einem synchron mit dem Läuferflußzeiger rotierenden Koordinatensystem betrachtet (Bild 3.1).

Teilt man den Ständerstromzeiger $\underline{i}_1$ in einen Anteil parallel zum Läuferflußzeiger $\underline{\psi}_2$ und in eine dazu senkrechte Komponente auf, so gilt prinzipiell:

$$|\underline{\psi}_2| \sim i_{1x} \quad (3.1)$$

$$d_M \sim i_{1y} \quad (3.2)$$

Die Orientierung des Stromes auf den Läuferflußzeiger $\underline{\psi}_2$ ist sinnvoll, weil nur hierbei eine vollständige Entkopplung zwischen drehmoment- und flußbildendem Strom möglich ist und eine vollständige Analogie zur kompen-
sierten fremderregten Gleichstrommaschine besteht /11/.

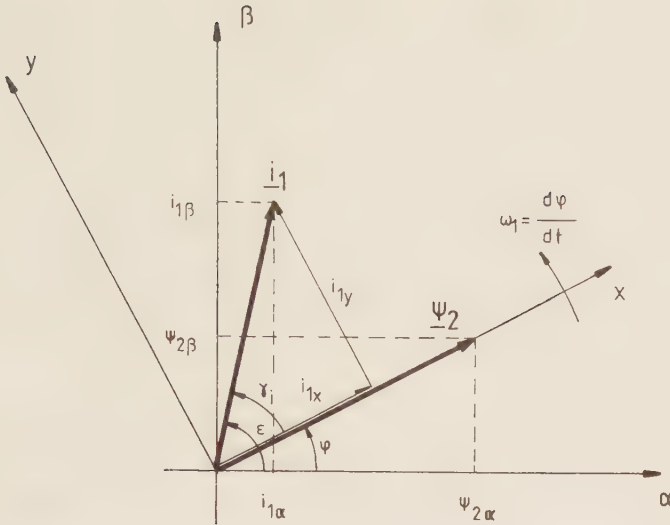


Bild 3.1 Ständerstromzeiger $\underline{i}_1$ und Läuferflußzeiger $\underline{\psi}_2$ im

- ständerfesten Koordinatensystem α, β
- synchron mit dem Läuferflußzeiger umlaufenden Koordinatensystem x, y

3.2 Mathematische Beschreibung der Feldorientierung

Die Raumzeiger werden dazu zweckmäßigerweise in einem synchron mit dem Läuferflußzeiger rotierenden Koordinatensystem (Flußkoordinatensystem) dargestellt. Mit der normierten Winkelgeschwindigkeit ω_1 des Läuferflußzeigers folgt dann aus den Gleichungen (2.2 - 2.5) mit $n_K = \omega_1$ und der bei kurzgeschlossenem Läufer erfüllten Bedingung $\underline{u}_2 = 0$:

$$\underline{u}_1 = R_1 \underline{i}_1 + \frac{d \underline{\psi}_1}{dt} + j \underline{\psi}_1 \omega_1 \quad (3.3)$$

$$0 = R_2 \underline{i}_2 + \frac{d \underline{\psi}_2}{dt} + j \underline{\psi}_2 (\omega_1 - n) \quad (3.4)$$

$$\underline{\psi}_{-1} = X_{1-1} i_{-1} + X_{h-2} i_{-2} \quad (3.5)$$

$$\underline{\psi}_{-2} = X_{2-2} i_{-2} + X_{h-1} i_{-1} \quad (3.6)$$

Zur rechnerischen Handhabung ist es nötig, die komplexen Gleichungen in eine reelle Darstellung überzuführen. Dazu werden die Raumzeigergrößen in Real- und Imaginärteil zerlegt. Bei dem hier zugrunde gelegten Koordinatensystem zeigt der Läuferflußzeiger $\underline{\psi}_{-2}$ voraussetzungsgemäß immer in die reelle Achse, d.h. es gilt:

$$\psi_{2y} = 0 \quad (3.7)$$

$$\frac{d\psi_{2y}}{dt} = 0 \quad (3.8)$$

Damit ergibt sich unter Berücksichtigung von

$$\omega_2 = \omega_1 - n \quad (3.9)$$

nachstehendes reelles Gleichungssystem in der Zweiachsendarstellung:

$$u_{1x} = R_1 i_{1x} + \frac{d\psi_{1x}}{dt} - \omega_1 \psi_{1y} \quad (3.10)$$

$$u_{1y} = R_1 i_{1y} + \frac{d\psi_{1y}}{dt} + \omega_1 \psi_{1x} \quad (3.11)$$

$$0 = R_2 i_{2x} + \frac{d\psi_{2x}}{dt} \quad (3.12)$$

$$0 = R_2 i_{2y} + \omega_2 \psi_{2x} \quad (3.13)$$

$$\psi_{1x} = X_1 i_{1x} + X_h i_{2x} \quad (3.14)$$

$$\psi_{1y} = X_1 i_{1y} + X_h i_{2y} \quad (3.15)$$

$$\psi_{2x} = X_2 i_{2x} + X_h i_{1x} \quad (3.16)$$

$$0 = X_2 i_{2y} + X_h i_{1y} \quad (3.17)$$

Durch Einsetzen von Gl. (3.16) und Gl. (3.17) in die Läufergleichungen (3.12), (3.13) erhält man:

$$\frac{d\psi_{2x}}{dt} + \frac{R_2}{X_2} \psi_{2x} = \frac{R_2}{X_2} X_h i_{1x} \quad (3.18)$$

$$\omega_2 \psi_{2x} = \frac{R_2}{X_2} X_h i_{1y} \quad (3.19)$$

Die Drehmomentengleichung (2.6) kann mit Hilfe der Gleichungen (3.14 - 3.17) umgeformt werden, so daß gilt:

$$d_M = \frac{X_h}{X_2} \psi_{2x} i_{1y} \quad (3.20)$$

In Bild 3.2 ist das daraus resultierende Strukturbild der stromgespeisten feldorientiert betriebenen Asynchronmaschine dargestellt.

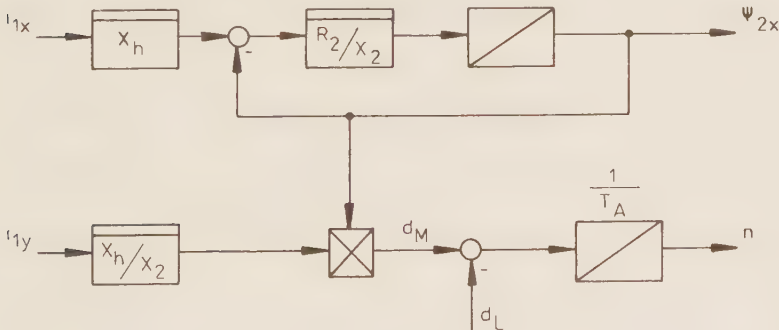


Bild 3.2 Strukturbild der feldorientiert betriebenen Asynchronmaschine

Der Fluß ψ_{2x} wird über ein Verzögerungsglied 1. Ordnung mit der Zeitkonstante $T_2 = X_2 / R_2$ aus der flußbildenden Ständerstromkomponente i_{1x} aufgebaut. Das Drehmoment resultiert aus der Multiplikation von Fluß und der drehmomentbildenden Stromkomponente i_{1y} , während sich die Drehzahl entsprechend der Bewegungsgleichung (2.7) einstellt. Man hat damit weitgehend eine Analogie zur fremderregten Gleichstrommaschine erreicht. Die flußbildende Stromkomponente i_{1x} entspricht dabei dem Feldstrom und die drehmomentbildende Stromkomponente i_{1y} dem Ankerstrom der Gleichstrommaschine.

3.3 Prinzipielle Ausführungsformen feldorientierter Regelungen

Unterschiede in der Regelungsanordnung ergeben sich durch die schaltungstechnische Realisierung, um die gewünschte Orientierung des Ständerstromes an den Läuferfluß zu erzielen. Dazu sind meist eine oder mehrere Koordinatentransformationen zwischen dem Ständer- und Flußkoordinatensystem erforderlich.

Der Zusammenhang zwischen den Stromkomponenten im synchron mit dem Läuferfluß umlaufenden Koordinatensystem und den Stromkomponenten im ständerfesten Koordinatensystem ist durch den Flußwinkel φ gegeben. Aus Bild 3.1 lassen sich folgende Rechenvorschriften ableiten /8,21/:

$$i_{1\alpha} = i_{1x} \cos \varphi - i_{1y} \sin \varphi \quad (3.21a)$$

$$i_{1\beta} = i_{1x} \sin \varphi + i_{1y} \cos \varphi \quad (3.21b)$$

$$i_{1x} = i_{1\alpha} \cos \varphi + i_{1\beta} \sin \varphi \quad (3.22a)$$

$$i_{1y} = -i_{1\alpha} \sin \varphi + i_{1\beta} \cos \varphi \quad (3.22b)$$

Diese Beziehungen sind leicht mit analogen Rechenschaltungen realisierbar. In der Literatur werden diese Schaltungen überwiegend mit "Vektordreher" bezeichnet (Bild 3.3).

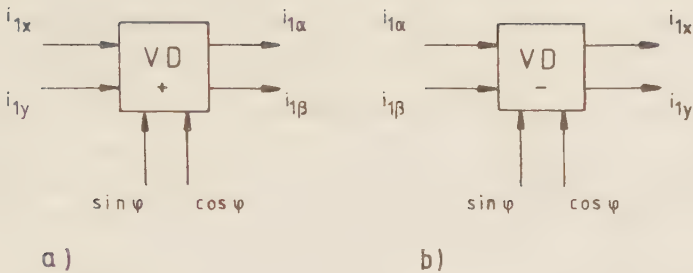


Bild 3.3 Vektordreher zur Transformation des Ständerstromzeigers vom

a) Flußkoordinatensystem in das Ständerkoordinatensystem

b) Ständerkoordinatensystem in das Flußkoordinatensystem

Einen Einfluß auf die Ausführungsform der Regelung hat auch der verwendete Umrichtertyp, z.B. Umrichter mit Spannungs- bzw. Stromzwischenkreis und deren Steuerverfahren. Weiterhin ist ausschlaggebend, ob es sich um einen Transistorwechselrichter oder um einen Thyristorwechselrichter handelt. Bei der mit Transistoren bestückten Variante sind wesentlich höhere Schaltfrequenzen erzielbar, so daß sich z.B. eine günstige Stromregelung in Ständerkoordinaten verwirklichen läßt.

Bei der feldorientierten Regelung der Asynchronmaschine sind Regelungsanordnungen mit unterlagelter Stromregelung im Ständerkoordinatensystem, im Flußkoordinatensystem als auch solche ohne Stromregelung bekannt geworden. Im folgenden wird kurz auf die prinzipiellen Regelungsstrukturen mit unterlagelter Stromregelung im Ständer- bzw. Flußkoordinatensystem eingegangen.

a) Regelung des Ständerstromes im ständerfesten Koordinatensystem

Die vereinfachte Struktur einer feldorientierten Drehzahlregelung der Asynchronmaschine mit Regelung der Ständerströme im Ständerkoordinatensystem ist in Bild 3.4 gezeigt. Der gewünschte Maschinenfluß wird in

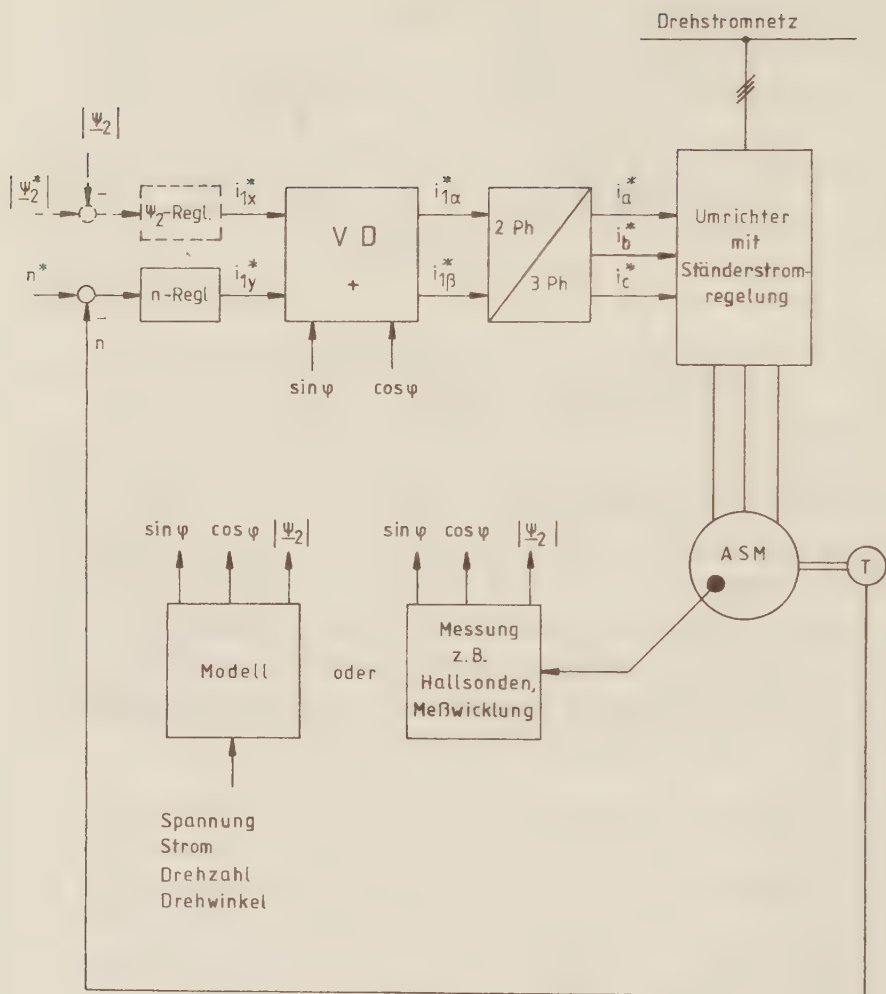


Bild 3.4 Vereinfachte Struktur einer feldorientierten Drehzahlregelung mit Regelung der Ständerströme im Ständerkoordinatensystem

Form der flubestimmenden Stromkomponente vorgegeben. Es ist auch denkbar, daß sich diese aus einem überlagerten Flußregelkreis ergibt. Der Drehzahlregler liefert ein Maß für das erforderliche Drehmoment, das wiederum gem Gl. (3.20) bei konstantem Fluß dem drehmomentbildenden Strom proportional ist. Mit dem Vektordreher werden dann die Sollwerte für den Umrichter gebildet, der mit einer geeigneten Ständerstromregelung, z.B. Zweipunktregelung, versehen sein soll.

Die benötigte Information über den Läuferfluß kann, wie dargestellt, entweder durch Messung, oder durch ein geeignetes Modell bestimmt werden. Der Flußwinkel muß dabei zur weiteren Signalverarbeitung in den normierten orthogonalen Stnderkomponenten $\sin\varphi$ und $\cos\varphi$ gegeben sein. Im Falle einer Flußregelung wird zusätzlich der Betrag des Läuferflusses benötigt. Die Flußmessung hat den Nachteil, daß zusätzliche meist unerwünschte Eingriffe in die Maschine notwendig sind.

Deshalb basieren auch die weitaus meisten in der Praxis vorkommenden Asynchronmaschinenregelungen auf verschiedenen Modellvorstellungen, die sich mit den Gleichungen (2.2 - 2.7) beschreiben lassen. Die zur Anwendung kommenden Modellvarianten unterscheiden sich unter anderem in den zur Flußnachbildung erforderlichen Eingangsgrößen, wie Spannung, Strom, Drehzahl oder Drehwinkel.

b) Regelung des Ständerstromes im Flußkoordinatensystem

Im Gegensatz zur Regelungsstruktur nach Bild 3.4 erfolgt hier die Regelung der Stromkomponenten in dem am Läuferfluß orientierten Koordinatensystem durch lineare Regler (Bild 3.5). Bei stationärem Betrieb treten an den Reglern nur Gleichgrößen auf, so daß diese als PI - Regler ausgeführt sein können. Um mit den Stromreglern über die Ständerspannung einen direkten Zugriff auf die entsprechenden Maschinenstrme zu erhalten, muß die in der Maschine wirksame Verkopplung aufgehoben werden. Dies geschieht mit Hilfe der skizzierten Entkopplungsschaltung.

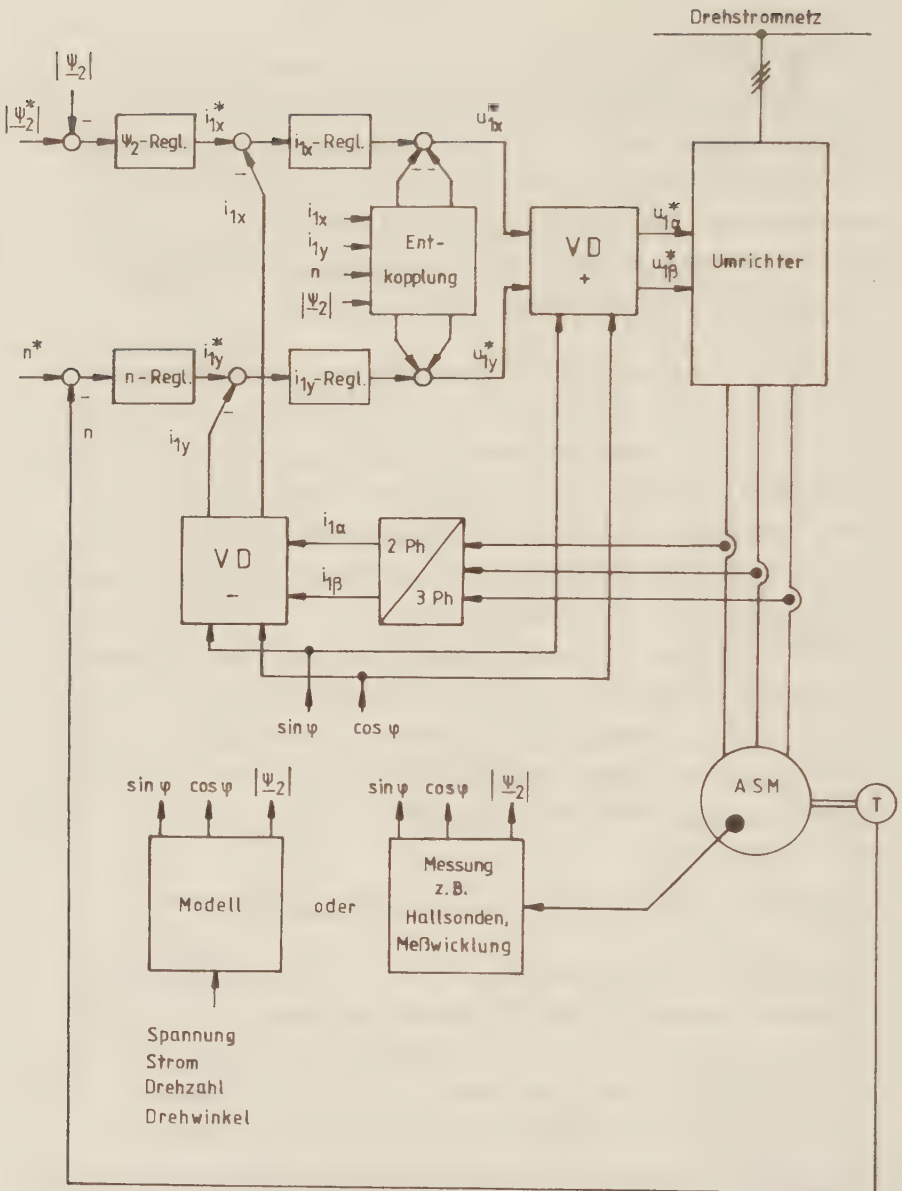


Bild 3.5 Prinzipdarstellung einer feldorientierten Drehzahlregelung mit Regelung der Ständerströme im Flußkoordinatensystem

Zwei Vektordreher sorgen für die Transformation der Ströme und Spannungen in das einerseits zur Stromregelung und andererseits zur Umrichtersteuerung erforderliche Koordinatensystem. Der dazu notwendige Flußwinkel wird auch hier wieder entweder durch Messung, oder durch Modellnachbildung ermittelt. Die Arbeitsweise einer derartigen Regelungsordnung wird in Kapitel 9 mit einer Drehzahlregelung ohne unterlagerte Stromregelung experimentell verglichen.

4. Bestimmung des Läuferflusses durch Messung des Luftspaltflusses

Zur feldorientierten Regelung der Asynchronmaschine nach Bild 3.4 oder 3.5 wird die Lage und Amplitude des Läuferflußzeigers benötigt. Dieser steht im allgemeinen nicht unmittelbar zur Verfügung. Es existieren jedoch zwei grundsätzlich verschiedene Verfahren zur Messung des Maschinenflusses. Beiden haftet der Nachteil an, daß sie sehr aufwendig sind. Außerdem kann jeweils nur der Luftspaltfluß meßtechnisch erfaßt werden. Daraus läßt sich dann unter Verwendung der Gleichung

$$\underline{\psi}_2 = \underline{\psi}_h + \underline{i}_2 X_{2\sigma} \quad (4.1)$$

der Läuferfluß bestimmen [9, 10]. Durch Eliminieren des in der Regel nicht meßbaren Läuferstromes erhält man mit Gl. (2.5) zur Berechnung des Läuferflusses die Beziehung:

$$\underline{\psi}_2 = \frac{X_2}{X_h} \underline{\psi}_h - X_{2\sigma} \underline{i}_1 \quad (4.2)$$

Die beiden in der Praxis bisher bekannten Methoden zur Messung des Luftspaltflusses werden im folgenden kurz beschrieben.

4.1 Messung des Luftspaltflusses mittels Hallsonden

Mit Hilfe von auf der Ständerinnenseite angebrachten Hallelementen besteht die Möglichkeit, die Luftspaltinduktion der Maschine punktförmig zu messen [40]. Zur Ermittlung der räumlich umlaufenden Feldwelle müssen die Augenblicksfelder an mindestens zwei um 120° el. versetzten Punkten, jeweils in der Spulenmitte, bestimmt werden.

Nachteilig für die weitere Signalverarbeitung können sich die im Meßsignal vorhandenen Oberschwingungen auswirken. Diese rühren hauptsächlich vom Einfluß der diskret in Nuten verteilten Wicklung her und werden mit zunehmender Belastung immer größer. Eine weitere Ursache für die Oberschwingungen resultiert aus der Tatsache, daß durch die Rotation des Läufers

unter den Hallsonden abwechselnd ein Läuferzahn und eine Läufernut vorbeilaufen. Dadurch entstehen unterschiedliche Felddichten. Bei Verwendung von zwei Sonden je Meßstelle, womit eine flächenmäßige Messung vorgetäuscht wird, kann speziell dieser Einfluß verringert werden. Prinzipiell ist auch eine phasenrichtige Filterung des Meßsignals möglich, was jedoch mit erheblichem Aufwand verbunden ist /21/.

Ein weiterer Nachteil dieser Meßmethode besteht darin, daß zur Unterbringung der Hallsonden die Ständerbohrung der Maschine mit einer Vertiefung versehen sein muß. Auch die thermischen und mechanischen Bedingungen im Luftspalt während des Betriebes der Maschine sind problematisch für die Sonden und deren Befestigung. Der Einbau muß deshalb mechanisch fest und rüttelsicher erfolgen.

Diese Anforderungen lassen sich nur im Rahmen einer Sonderanfertigung erfüllen. Aus diesem Grunde ist dieses Meßverfahren, das auch bei stillstehender Flußwelle richtige Ergebnisse liefert, bisher nicht in größerem Umfang zur Anwendung gekommen.

4.2 Messung des Luftspaltflusses mittels Meßwicklungen

Eine weitere Möglichkeit zur Messung des Maschinenflusses ergibt sich durch das Einbringen einer zusätzlichen dreiphasigen Meßwicklung /27,48/. Diese wird in den Ständernuten möglichst nahe am Luftspalt angeordnet. Die darin induzierte Spannung $\underline{u}_i$ ist dann proportional der Ableitung des Luftspaltflusses, d.h.:

$$\underline{u}_i = \frac{d \underline{\psi}_h}{dt} \quad (4.3)$$

Zur Bestimmung des Luftspaltflusses $\underline{\psi}_h$ wird eine offene Integration erforderlich. Wegen der unvermeidlichen Drifterscheinungen bei den realen Integratoren eignet sich dieses Meßverfahren nicht für sehr kleine Frequenzen. Spezielle Anforderungen an den Antrieb, wie Betrieb mit Schleiddrehzahlen, z.B. beim Positionieren, sind deshalb nicht realisierbar. Weiterhin ist eine Maschine mit Meßwicklungen nur als Sonderanfertigung erhältlich, so daß sich auch dieses Meßverfahren auf wenige Sonderfälle beschränkt.

5. Die Regelung der Asynchronmaschine mit Hilfe von Modellen

Die Einschränkungen und Nachteile, die mit den beiden Meßverfahren verbunden sind, führen dazu, daß meist Modellvorstellungen zur Flußbestimmung herangezogen werden. Dabei wird versucht, durch leicht meßbare Größen, wie Spannung, Strom, Drehzahl oder Drehwinkel, auf den Läuferfluß zu schließen. In der Literatur existieren verschiedene Modellvorschläge, die sich durch die Eingangsgrößen, den Realisierungsaufwand und die Empfindlichkeit des Modellflusses gegenüber Parameterschwankungen unterscheiden.

Bildet man den Läuferfluß mit Hilfe eines Modells im ständerfesten Koordinatensystem nach, so bieten sich zur Drehzahlregelung der Asynchronmaschine die in den Bildern 3.4 und 3.5 skizzierten Regelungsstrukturen an.

Durch die Wahl der Modellform und deren Beschreibung in den verschiedenen Koordinatensystemen - wobei hier außer dem ständerfesten noch das läuferfeste und das synchron mit dem Läuferfluß umlaufende Koordinatensystem (Flußkoordinatensystem) betrachtet wird - ergeben sich weitere interessante Regelungsanordnungen.

Den Zusammenhang zwischen den einzelnen Koordinatensystemen soll Bild 5.1 veranschaulichen.

Stationär ruhen im synchron mit dem Läuferflußzeiger rotierenden Koordinatensystem die Raumzeiger der Spannungen, Ströme und Flüsse, während diese im läuferfesten Koordinatensystem mit der Winkelgeschwindigkeit ω_2 und im ständerfesten Koordinatensystem mit ω_1 rotieren.

Im folgenden werden die in der Praxis vorkommenden Modelle, deren Bezeichnungsweise sich aus den zur Flußnachbildung erforderlichen Eingangsgrößen ableitet und einige daraus resultierende Regelungsanordnungen vorgestellt. Den Ausgangspunkt der Modellbetrachtungen bilden die Gleichungen (2.2 - 2.5) im mit n_K rotierenden Koordinatensystem.

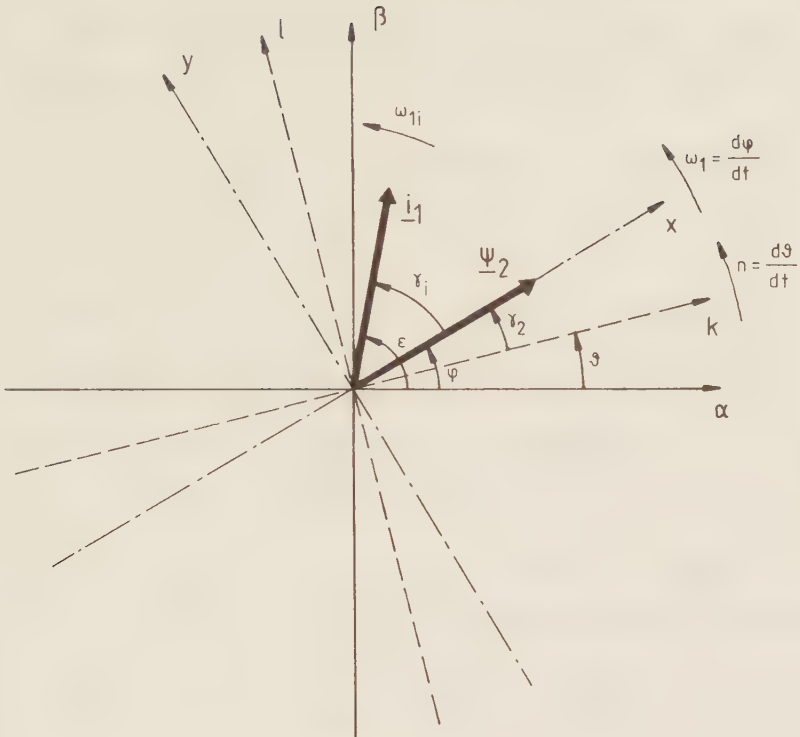


Bild 5.1 Ständerstromzeiger $\underline{i}_1$ und Läuferflußzeiger $\underline{\psi}_2$ zu einem festen Zeitpunkt $t = t_0$ im

- ständerfesten Koordinatensystem α, β
- läuferfesten Koordinatensystem k, l
- synchron mit dem Läuferflußzeiger umlaufenden Koordinatensystem x, y (Flußkoordinatensystem)

5.1 i_1, n - bzw. i_1, j - Modell

Die Beschreibung einer in der Praxis sehr häufig vorkommenden Modellvariante erhält man durch Einsetzen von Gl. (2.5) in die Läufergleichung (2.3).

Im mit n_K rotierenden Koordinatensystem folgt daraus:

$$\frac{d\psi_2}{dt} = X_h \frac{R_2}{X_2} i_1 - \left[\frac{R_2}{X_2} + j(n_K - n) \right] \psi_2 \quad (5.1)$$

Durch die Betrachtung der Gl. (5.1) im Ständer-, Läufer- und Flußkoordinatensystem ergeben sich die unterschiedlichsten Ausführungsformen dieser auch unter dem Begriff "Strommodell" bekannten Modellstruktur. Dazu muß in Gl. (5.1) anstelle von n_K die normierte Drehgeschwindigkeit des jeweiligen Koordinatensystems eingesetzt werden.

a) Ständerkoordinatensystem

Im ständerfesten Koordinatensystem gilt:

$$\frac{d\psi_2}{dt} = X_h \frac{R_2}{X_2} i_1 - \left[\frac{R_2}{X_2} - jn \right] \psi_2 \quad (5.2)$$

Durch eine Zerlegung in Real- und Imaginärteil wird diese komplexe Gleichung in zwei reelle Gleichungen überführt. Es folgt:

$$\frac{d\psi_{2\alpha}}{dt} = X_h \frac{R_2}{X_2} i_{1\alpha} - \frac{R_2}{X_2} \psi_{2\alpha} - n\psi_{2\beta} \quad (5.3)$$

$$\frac{d\psi_{2\beta}}{dt} = X_h \frac{R_2}{X_2} i_{1\beta} - \frac{R_2}{X_2} \psi_{2\beta} + n\psi_{2\alpha} \quad (5.4)$$

Das daraus resultierende Strukturbild enthält im wesentlichen zwei über Multiplizierer verkoppelte Verzögerungsglieder 1. Ordnung (Bild 5.2).

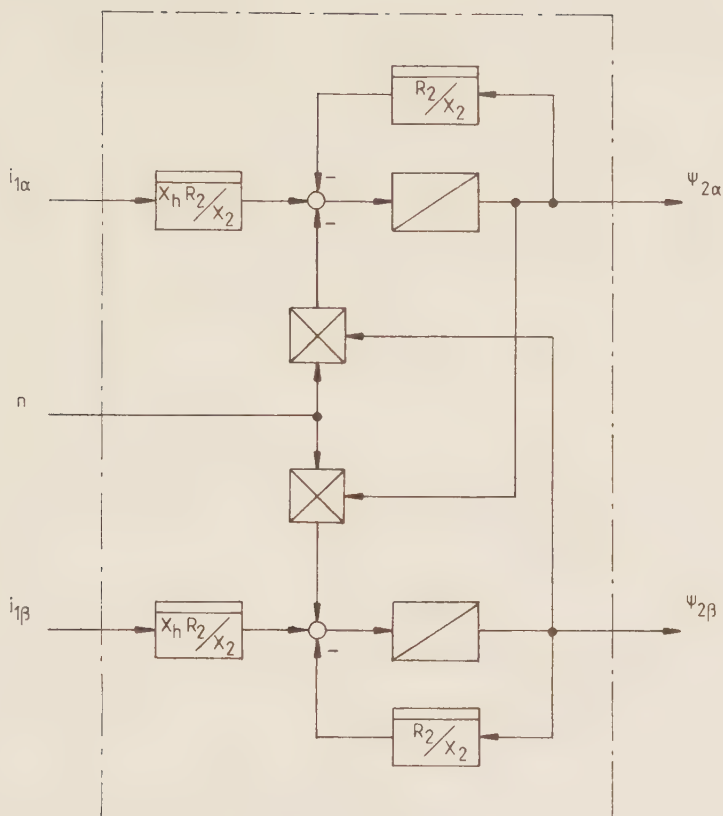


Bild 5.2 Strukturbild des i_1, n - Modells im ständerfesten Koordinatensystem

Anwendungsbeispiele in ausgeführten Regelungen finden sich für diese Modellvariante in den Arbeiten von Gabriel und Schumacher /27,28,53/. Weiterhin taucht der Modellvorschlag auch bei Blaschke/Böhm, Kornhaas und Späth /12,38,54/ auf.

b) Läuferkoordinatensystem

Die Modellbeschreibung im läuferfesten Koordinatensystem ergibt sich aus Gl. (5.1) mit $n_K = n$:

$$\frac{d \psi_2}{dt} = - \frac{R_2}{X_2} \psi_2 + X_h \frac{R_2}{X_2} i_1 \quad (5.5)$$

Die Aufspaltung in zwei reelle Gleichungen liefert:

$$\frac{d \psi_{2k}}{dt} + \frac{R_2}{X_2} \psi_{2k} = X_h \frac{R_2}{X_2} i_{1k} \quad (5.6)$$

$$\frac{d \psi_{2l}}{dt} + \frac{R_2}{X_2} \psi_{2l} = X_h \frac{R_2}{X_2} i_{1l} \quad (5.7)$$

Man erhält, wie auch aus dem Strukturbild (Bild 5.3) ersichtlich ist, zwei unverkoppelte Verzögerungsglieder 1. Ordnung.

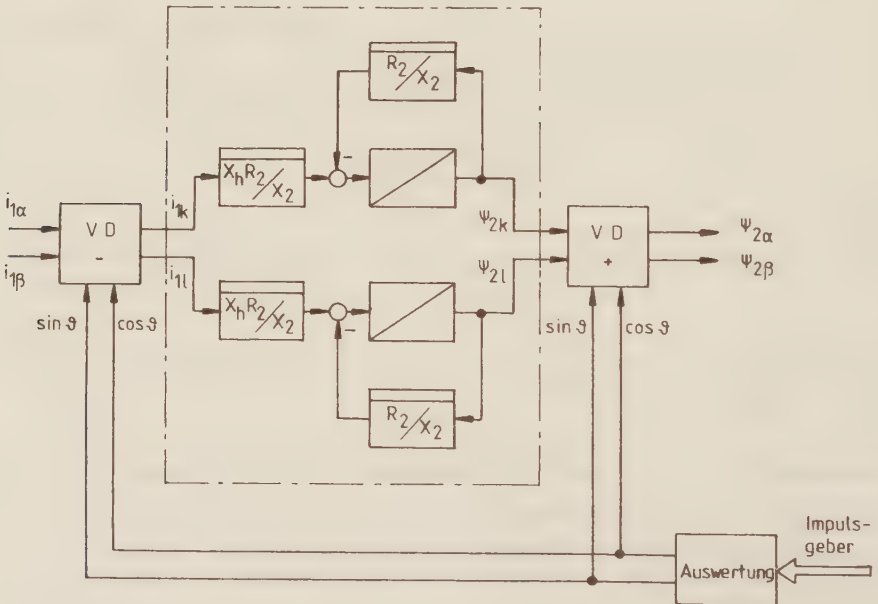


Bild 5.3 Nachbildung der Läuferflußkomponenten $\psi_{2\alpha}, \psi_{2\beta}$ durch Verwendung des "Strommodells" im läuferfesten Koordinatensystem

Der Vorteil, daß sich die Modellstruktur vereinfacht hat, wird mit einem wesentlich höheren Gesamtaufwand erkauft. Die gemessenen Ständerströme müssen zuerst in das läuferfeste Koordinatensystem transformiert werden. Dazu bedarf es einer Auswerteschaltung für den Impulsgeber und eines Vektordrehers. Ein weiterer Vektordreher dient zur Umwandlung des nachgebildeten Flusses in die ständerfesten Größen.

Diese Variante, die wegen der zu ihrer Realisierung benötigten Größen als i_{-1} , Ψ -Modell bezeichnet wird, ist auch in den Arbeiten von Blaschke/Böhm, Gabriel und Kornhaas /12,28,38/ erwähnt.

c) Flußkoordinatensystem

Für das "Strommodell" gilt im synchron mit dem Läuferfluß umlaufenden Koordinatensystem:

$$\frac{d\Psi_2}{dt} = X_h \frac{R_2}{X_2} i_{-1} - \left[\frac{R_2}{X_2} + j(\omega_1 - n) \right] \Psi_2 \quad (5.8)$$

Berücksichtigt man beim Übergang zu einer reellen Zweiachsendarstellung, daß der Läuferflußzeiger immer in die reelle Achse des Koordinatensystems zeigt, d.h. $\Psi_{2y} = 0$, $d\Psi_{2y}/dt = 0$, so folgt:

$$\frac{d\Psi_{2x}}{dt} + \frac{R_2}{X_2} \Psi_{2x} = X_h \frac{R_2}{X_2} i_{1x} \quad (5.9)$$

$$\omega_2 \Psi_{2x} = X_h \frac{R_2}{X_2} i_{1y} \quad (5.10)$$

Daraus resultiert eine einfache Modellstruktur, die hauptsächlich aus einem Verzögerungsglied 1. Ordnung und einem Dividierer besteht (Bild 5.4). Die Eingangsgrößen sind die Stromkomponenten i_{1x} und i_{1y} im Flußkoordinatensystem.

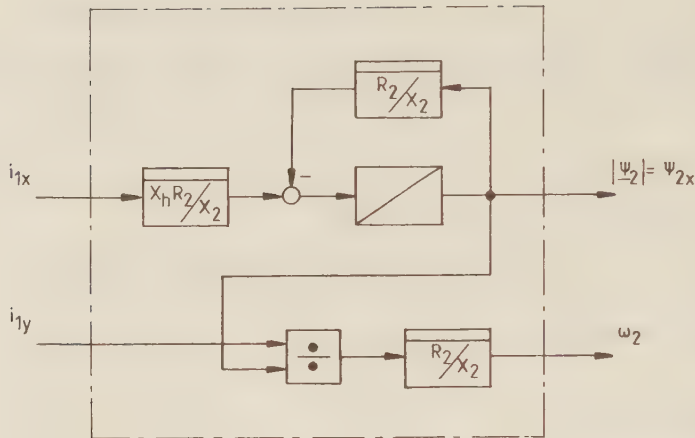


Bild 5.4 "Strommodell" zur Bestimmung von ψ_{2x} und ω_2 im Flußkoordinatensystem

Steht ein leistungsfähiges stromeinprägendes Stellglied zur Verfügung, z.B. strom geregelter Transistorumrichter, das in der Lage ist, den Stromwert dem entsprechenden Sollwert zu jedem Zeitpunkt nachzuführen, so könnten theoretisch statt der Istwerte, die in Flußkoordinaten vorhandenen Sollwerte i_{1x}^* und i_{1y}^* (Bilder 3.4 und 3.5) als Eingangsgrößen für das Modell verwendet werden. Dies ist jedoch nur bei ausreichender Spannungsreserve des Umrichters möglich, was wiederum vom augenblicklichen Betriebszustand abhängt.

Deshalb wird von Schumacher /53/ die in Bild 5.5 gezeigte, speziell für Servoantriebe konzipierte Regulationsanordnung vorgeschlagen.

Anstelle der Sollwerte werden die Istwerte der Ständerstromkomponenten im Flußkoordinatensystem zur Flußberechnung herangezogen. Den zur Koordinatentransformation der Ständerströme benötigten Flußwinkel erhält man durch die einem Phasenregelkreis ähnliche Anordnung, bestehend aus einem Vektordreher, dem Modell nach Bild 5.4, der Summation der bezogenen Größen n und ω_2 und einem Integrierer.

Der im Bild 5.5 als Nichtlinearität dargestellte Funktionsbildner formt aus dem Winkel φ die Eingangssignale $\sin \varphi$ und $\cos \varphi$ für die Vektordreher.

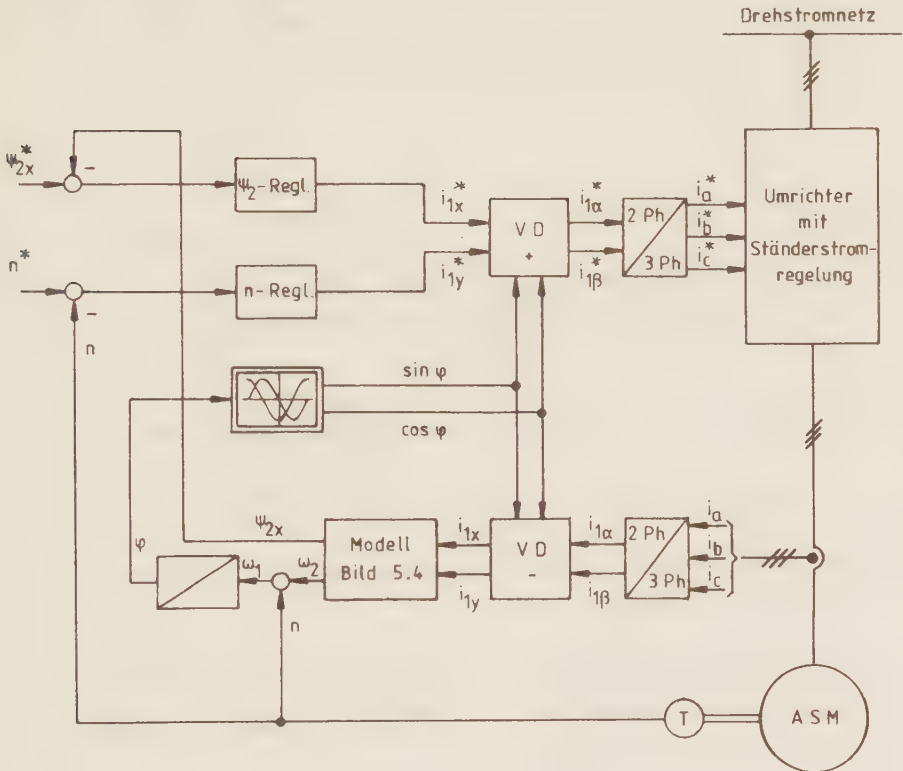


Bild 5.5 Prinzipdarstellung einer feldorientierten Regelung nach Schumacher /53/

Nach der Transformation in das ständerfeste Koordinatensystem werden die Stromsollwerte dem Umrichter, der mit einer geeigneten dreiphasigen Ständerstromregelung versehen sein soll, vorgegeben.

Die Realisierung der Regelung erfolgte in /53/ mit Hilfe eines Mikroprozessors, wobei das Modell nach Bild 5.4 gegenüber der Variante von Bild 5.2 den Vorteil hat, daß es wegen des einfacheren Aufbaus eine kürzere Rechenzeit benötigt.

Vertauscht man in Bild 5.4 die Eingangsgrößen mit den Ausgangsgrößen, so folgt daraus eine andere Realisierungsform der Modellbeschreibung nach Gl. (5.9) und Gl. (5.10). Es ergibt sich ein ähnlich einfaches Strukturbild, nur daß anstelle der Integration und Division jetzt eine Differenziation und Multiplikation erforderlich ist (Bild 5.6).

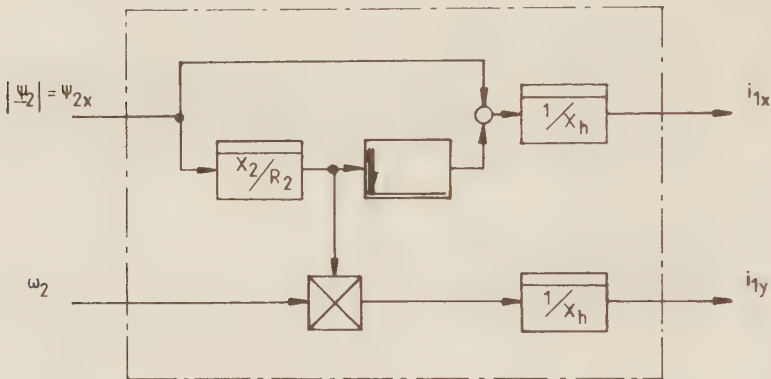


Bild 5.6 "Strommodell" zur Bestimmung von i_{1x} und i_{1y} im Flußkoordinatensystem

Aus dieser Modellvorstellung resultieren interessante und in der Literatur bekannte Regelungsstrukturen, wie sie von Hasse, Warnecke und Weninger /32,58,60/ vorgeschlagen werden.

Bild 5.7 zeigt die Prinzipdarstellung einer feldorientierten Regelung mit Läuferstellungsmessung und gesteuerter Vorgabe des Flusses nach Warnecke /58/.

Das Ausgangssignal des Drehzahlreglers stellt ein Maß für das geforderte Drehmoment dar, das wiederum, wie aus den Gln. (3.19) und (3.20) hervorgeht, bei konstantem Läuferfluß proportional zur Schlupffrequenz ist. Die Sollwerte für die Schlupffrequenz und die Amplitude des Läuferflusses bilden die Eingangsgrößen des Modells nach Bild 5.6. Als Ausgangsgrößen erhält man die Stromkomponenten im synchron mit dem Flußzeiger umlau-

fenden Koordinatensystem.

Nach einer Transformation in das ständerfeste Koordinatensystem und einer Umwandlung in die dreiphasige Darstellung, dienen diese als Sollwerte für eine anschließende Zweipunktregelung des Stromes.

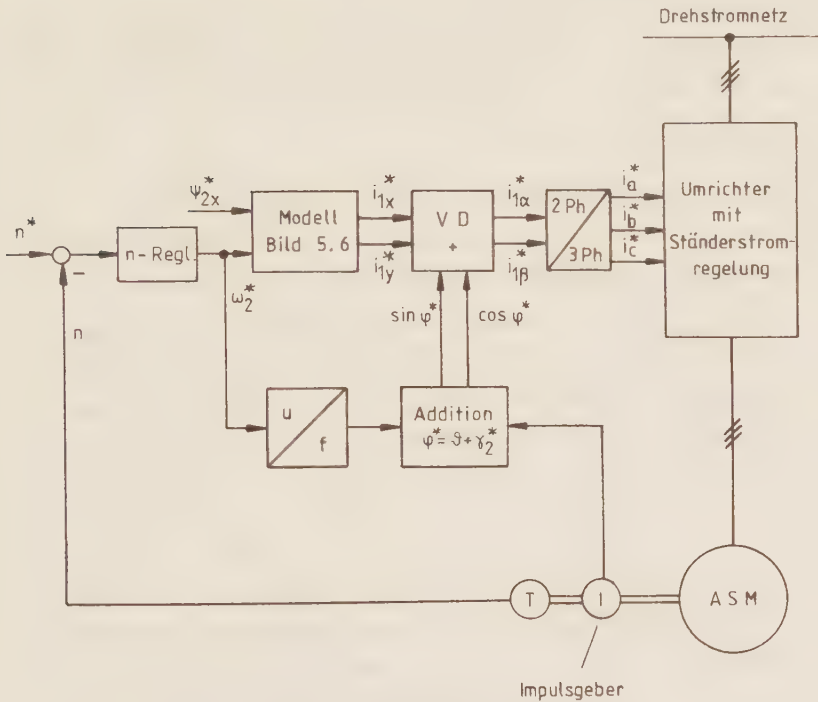


Bild 5.7 Prinzipdarstellung einer feldorientierten Regelung mit Läuferstellungsmessung und gesteuerter Vorgabe des Flusses /58/

Der zur Koordinatentransformation herangezogene Flußwinkel setzt sich, wie aus Bild 5.1 zu sehen ist, aus dem Drehwinkel des Läufers ϑ und aus dem durch die Integration von ω_2^* erhaltenen Winkel γ_2^* , gemäß der Beziehung

$$\psi^* = \vartheta + \gamma_2^* \quad (5.12)$$

zusammen.

Diese Winkeladdition wird durch das Zusammenfassen zweier Impulsfolgen und dem nachfolgenden Zählen der Impulse realisiert. Die Impulsfolgen werden einerseits vom Impulsgeber und andererseits von einem dem Drehzahlregler nachgeschalteten Spannungs-Frequenz-Wandler geliefert. In dem Block Addition befinden sich außer einer geeigneten Auswerteschaltung für den Impulsgeber, der Realisierung der Addition und Integration der Impulsfolgen auch in ROM's abgelegte Sinus- und Cosinusfunktionen, mit deren Hilfe dann die für den Vektordreher benötigten Signale $\sin \varphi$ und $\cos \varphi$ gebildet werden /58/.

Den für den Drehzahlregler erforderlichen Drehzahlwert kann man im Prinzip auch aus der Impulsfolge des Impulsgebers ableiten. Es ist allerdings bei sehr kleinen Drehzahlen nicht ohne weiteres möglich, daraus ein kontinuierliches drehzahlproportionales Signal zu erzeugen. Die Glättungszeit einer evtl. vorgesehenen Glättung müßte mit kleiner werdender Drehzahl immer größer gewählt werden, was wiederum auf Kosten der Dynamik des Antriebssystems geht. Günstigere Ergebnisse lassen sich beim Betrieb mit kleinsten Drehzahlen durch einen zusätzlich angebrachten Tachogenerator erzielen.

Unter der Annahme, daß ein Umrichter mit Gleichstromzwischenkreis als Stellglied zur Verfügung steht, über dessen Steuerverfahren nur der Betrag und die Frequenz des Ständerstromes beeinflussbar ist, bietet sich bei Verwendung des gleichen Modells die von Weninger /60/ vorgeschlagene Regelanordnung an (Bild 5.8).

Im Unterschied zur Regelungsstruktur nach Bild 5.7 wird anstelle des Flußwinkels φ^* der entsprechende Sollwert der Winkelgeschwindigkeit des Läuferflußzeigers benötigt. Den normierten Wert von ω_1^* erhält man durch die Addition der bezogenen Größen n und ω_2^* .

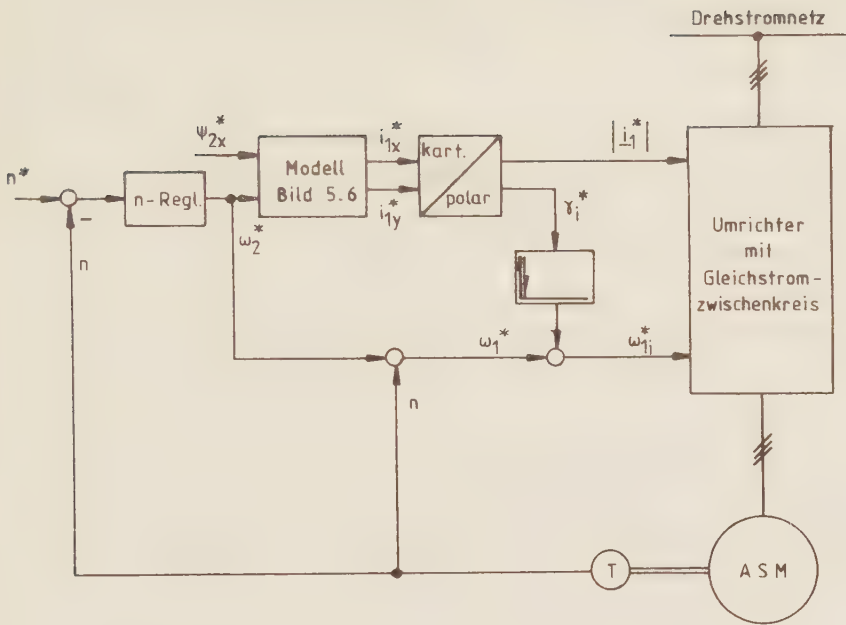


Bild 5.8 Prinzipdarstellung einer feldorientierten Regelung mit gesteuerter Flußvorgabe nach Weninger /60/

Stationär ist die Winkelgeschwindigkeit des Stromzeigers gleich der des Flußzeigers. Abweichungen treten nur bei dynamischen Vorgängen auf, da γ_i (Bild 5.1) bei unterschiedlichen Betriebszuständen verschiedene Werte annimmt. Deshalb wird der über eine kartesisch-polare Koordinatenwandlung errechnete Winkel γ_i^* differenziert und dem Frequenzeingang des Umrichters additiv, entsprechend der für normierte Größen gültigen Beziehung

$$\omega_{1i}^* = \omega_2^* + n + \frac{d \gamma_i^*}{dt} \quad , \quad (5.13)$$

zugeführt.

Der im allgemeinen erforderliche Vektordreher zur Erzeugung der ständerfesten Stromkomponenten befindet sich in diesem Fall in der Umrichtersteuerung.

Beim Stromzwischenkreisumrichter ist zusätzlich der Einfluß der Strombetragsregelung zu berücksichtigen. Der Ständerstrombetrag folgt in der Realität seinem Sollwert nur verzögert mit der Ersatzzeitkonstanten T_{ersi} des Stromregelkreises. Mit der gleichen Verzögerung muß, wie in /60/ näher beschrieben, die Winkelsteuerung über den Frequenzeingang des Umrichters versehen werden. In Bild 5.8 wird aus Gründen der Übersichtlichkeit auf eine Darstellung des Verzögerungsgliedes verzichtet.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß das "Strommodell" in seinen verschiedenen Realisierungsformen für alle Betriebsfälle, einschließlich Drehzahl Null, anwendbar ist. Wie die in Kap. 6 durchgeführten Fehleruntersuchungen zeigen, wirkt sich jedoch ein Fehler bei der Drehzahlerfassung auf die Flußnachbildung besonders negativ aus. Dies gilt auch im umgekehrten Fall, wenn mit Hilfe des "Strommodells" im Flußkoordinatensystem, so wie in den Bildern 5.7 und 5.8 dargestellt, aus dem Sollwert der Flußamplitude und dem geforderten Belastungszustand der zur Aufrechterhaltung dieser Bedingungen erforderliche Stromzeiger im ständerfesten Koordinatensystem berechnet wird. Hierbei ist besonders auf eine fehlerfreie Addition der Winkel bzw. der Winkelgeschwindigkeiten entsprechend der Gleichungen (5.12) bzw. (5.13) zu achten. Aus diesem Grunde ist es günstiger, statt eines Tachogenerators einen Impulsgeber, bei dem von einer fehlerfreien Wiedergabe des Drehwinkels ausgegangen werden kann, zu verwenden.

Der Unterschied zwischen $i_{-1,s}$ - und $i_{-1,n}$ -Modell im Flußkoordinatensystem liegt darin, ob zur Nachbildung des Läuferflußzeigers oder zur Berechnung des Sollwertes des Ständerstromzeigers eine winkelgetreue Addition unter Hinzunahme eines Impulsgebers ($i_{-1,s}$ - Modell), oder eine analoge

Addition frequenzproportionaler Größen bei Einsatz einer Tachomaschine ($\underline{i}_1$, n - Modell) Anwendung findet.

5.2 $\underline{u}_1, \underline{i}_1$ - Modell

Die Beschreibung des $\underline{u}_1, \underline{i}_1$ - Modells erhält man durch Einsetzen der Gleichungen (2.4) und (2.5) in die Ständergleichung (2.2). Im mit n_K -rotierenden Koordinatensystem gilt somit:

$$\frac{d \underline{\psi}_2}{dt} = \frac{X_2}{X_h} \left[\underline{u}_1 - R_1 \underline{i}_1 - \sigma X_1 \frac{d \underline{i}_1}{dt} - j \sigma X_1 n_K \underline{i}_1 \right] - j \underline{\psi}_2 n_K. \quad (5.14)$$

Als Eingangsgrößen treten die Ständerspannung und der Ständerstrom auf. Weiterhin ist aus Gl. (5.14) ersichtlich, daß unabhängig vom verwendeten Koordinatensystem, bei der technischen Realisierung eine offene Integration notwendig wird. Wegen der unvermeidlichen Drifterscheinungen bei den Integratoren ist eine Bestimmung des Flusses bei sehr kleinen Frequenzen nicht möglich. Darum erweist sich auch eine Realisierung im Fluß- oder Läuferkoordinatensystem als nicht sinnvoll, weil dort stationär Gleichgrößen bzw. Wechselgrößen mit Schlupffrequenz auftreten. Außerdem müßten die gemessenen Spannungen und Ströme erst in das jeweilige Koordinatensystem umgewandelt werden. Das $\underline{u}_1, \underline{i}_1$ - Modell wird deshalb nur im ständerfesten Bezugssystem zur Nachbildung des Läuferflusses eingesetzt. Aus Gl. (5.14) folgt mit $n_K = 0$:

$$\frac{d \underline{\psi}_2}{dt} = \frac{X_2}{X_h} \left[\underline{u}_1 - R_1 \underline{i}_1 - \sigma X_1 \frac{d \underline{i}_1}{dt} \right]. \quad (5.15)$$

Die Aufspaltung in orthogonale Koordinaten liefert zwei voneinander entkoppelte Gleichungen:

$$\frac{d \psi_{2\alpha}}{dt} = \frac{X_2}{X_h} \left[u_{1\alpha} - R_1 i_{1\alpha} - \sigma X_1 \frac{d i_{1\alpha}}{dt} \right] \quad (5.16)$$

$$\frac{d \psi_{2\beta}}{dt} = \frac{X_2}{X_h} \left[u_{1\beta} - R_1 i_{1\beta} - \sigma X_1 \frac{d i_{1\beta}}{dt} \right]. \quad (5.17)$$

Das zugehörige Strukturbild zeigt Bild 5.9.

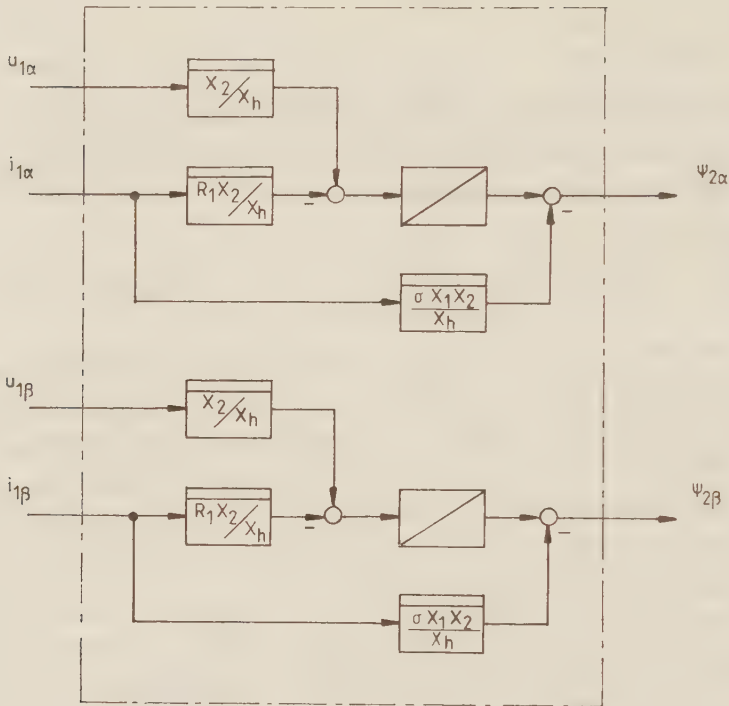


Bild 5.9 Strukturbild des $\underline{u}_1, \underline{i}_1$ - Modells im ständerfesten Koordinatensystem

Die technische Realisierung der beiden nicht rückgekoppelten Integrierer bildet die Einschränkung dieses Verfahrens. Bei kleinen Frequenzen wirken sich temperaturbedingte Schwankungen des Ständerwiderstandes besonders nachteilig auf die Läuferflußnachbildung aus. Das rührt daher, daß die übrigen Spannungsanteile in den Gln. (5.16) und (5.17) mit der Frequenz abnehmen. Es hat sich gezeigt /28/, daß die untere Frequenzgrenze, unterhalb der die Flußnachbildung wegen zu großer Fehler nicht mehr brauchbar ist, etwa bei 3 Hz liegt.

Ausgeführte Regelungen mit dieser Modellvariante sind in der Literatur häufig zu finden /4,7,13,27,28,36,37,54,57/. Interessante Abwandlungen werden von Held u.a. /34/ in Form eines Momentenrechners und von Mäder /43/, bei dessen Vorschlag die Integration umgangen wird, vorgestellt.

Reine Modelluntersuchungen beinhalten die Arbeiten von Blaschke/Böhm /12/ und Kornhaas /38/.

5.3 $\underline{u}_1, \underline{i}_1, n$ - Modell

Mit dem $\underline{u}_1, \underline{i}_1, n$ - Modell wird versucht, den Nachteil der offenen Integration beim $\underline{u}_1, \underline{i}_1$ - Modell zu umgehen. Gleichzeitig soll dem Modell ein Höchstmaß an Information zugeführt werden. Dies erhält man durch eine Kombination der Modellvarianten nach Kap. 5.1 und Kap. 5.2. Durch Eliminieren der Ableitung des Läuferflusses ergibt sich aus den Gleichungen (5.1) und (5.14):

$$\underline{\psi}_2 = j \frac{X_2}{R_2} n \underline{\psi}_2 + \frac{X_2^2}{R_2 X_h} \left[-\underline{u}_1 + (R_1 + R_2 \frac{X_h^2}{X_2^2}) \underline{i}_1 + \sigma X_1 \frac{d \underline{i}_1}{dt} + j \sigma X_1 n_K \underline{i}_1 \right]. \quad (5.18)$$

Die daraus resultierende Rechenschaltung erfordert keine Integration. Ebenso wie beim $\underline{u}_1, \underline{i}_1$ - Modell ist auch hier eine Betrachtung im Fluß- bzw. Läuferkoordinatensystem nicht sinnvoll. Die Gründe liegen einerseits in der notwendigen Koordinatentransformation der Eingangsgrößen; andererseits würden auch die entsprechenden Rechenschaltungen aufwendiger werden. Deshalb findet zur Flußnachbildung nur die Variante im ständerfesten Koordinatensystem Verwendung.

Aus Gleichung (5.18) folgt mit $n_K = 0$:

$$\begin{aligned} \underline{\psi}_{-2} = j \frac{X_2}{R_2} n \underline{\psi}_{-2} + \\ \frac{X_2^2}{R_2 X_h} \left[-\underline{u}_{-1} + (R_1 + R_2 \frac{X_h^2}{X_2^2}) \underline{i}_{-1} + \sigma X_1 \frac{d \underline{i}_{-1}}{dt} \right] \end{aligned} \quad (5.19)$$

In der orthogonalen Darstellung gilt:

$$\begin{aligned} \underline{\psi}_{2\alpha} = -\frac{X_2}{R_2} n \underline{\psi}_{2\beta} + \\ \frac{X_2^2}{R_2 X_h} \left[-\underline{u}_{1\alpha} + (R_1 + R_2 \frac{X_h^2}{X_2^2}) \underline{i}_{1\alpha} + \sigma X_1 \frac{d \underline{i}_{1\alpha}}{dt} \right] \end{aligned} \quad (5.20)$$

$$\begin{aligned} \underline{\psi}_{2\beta} = \frac{X_2}{R_2} n \underline{\psi}_{2\alpha} + \\ \frac{X_2^2}{R_2 X_h} \left[-\underline{u}_{1\beta} + (R_1 + R_2 \frac{X_h^2}{X_2^2}) \underline{i}_{1\beta} + \sigma X_1 \frac{d \underline{i}_{1\beta}}{dt} \right] \end{aligned} \quad (5.21)$$

Daraus läßt sich das in Bild 5.10 dargestellte Strukturbild ableiten.

Die Rechenschaltung besteht nur aus Multiplizierern, Summierern und Differenzierern. Es ist allerdings zu beachten, daß in der Schaltung sogenannte "algebraische Schleifen" auftreten. Infolge des nichtidealen Verhaltens der Operationsverstärker kann dadurch die Schaltung zur Instabilität neigen, die mittels geeigneter Stabilisierungsmaßnahmen beseitigt werden muß. Als nachteilig erweist sich auch die Differenziation der Stromkomponenten.

Der Einsatz dieses Modells zur feldorientierten Regelung der Asynchronmaschine wird besonders bei Bühler/17/ hervorgehoben. Weiterhin ist der Modellvorschlag in den Arbeiten von Blaschke/Böhm /12/ und Kornhaas /38/ zu finden.

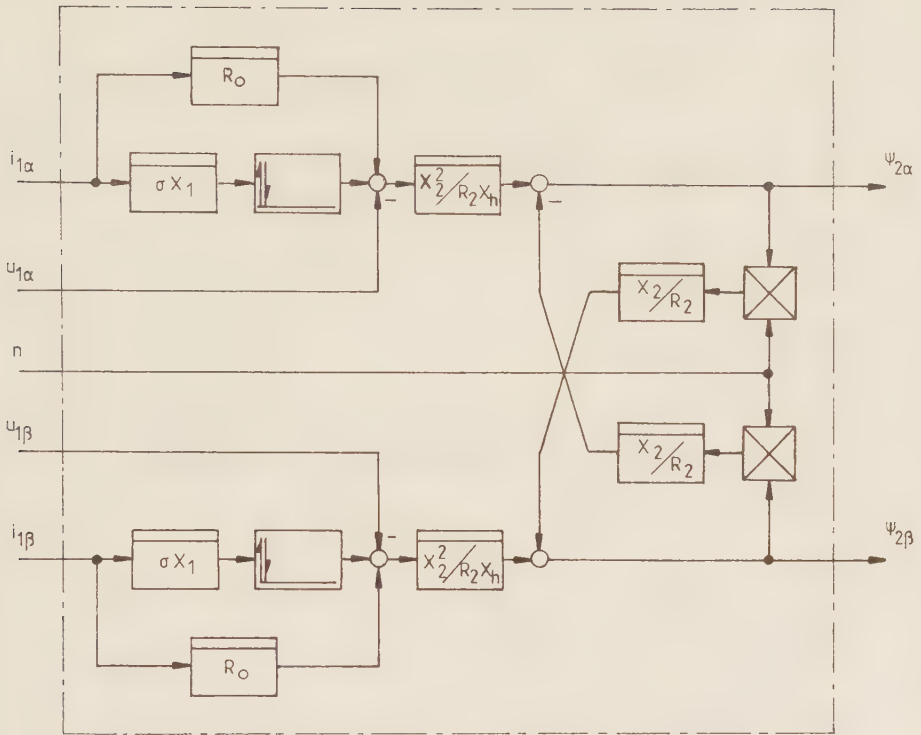


Bild 5.10 Strukturbild des $\underline{u}_1, \underline{i}_1, n$ - Modells im ständerfesten Koordinatensystem

$$(R_o = R_1 + \frac{X_h^2}{X_2^2} R_2)$$

5.4 $\underline{u}_1, n$ - Modell

Der Grundgedanke dieser Modellvorstellung ist, daß das gesamte Gleichungssystem (2.2 - 2.7) mit der Ständerspannung $\underline{u}_1$ als Eingangsgröße zur Flußberechnung herangezogen wird. Dabei kann die nichtlineare Drehmomentbildung und die darauffolgende Integration zur Gewinnung der Drehzahl umgangen werden, wenn man diese dem Modell als zusätzliche Eingangsgröße zuführt.

Aus den Gleichungen (2.2 - 2.5) folgt somit:

$$\frac{d\psi_1}{dt} = u_1 - \frac{R_1}{\sigma X_1} \psi_1 + \frac{R_1 X_h}{\sigma X_1 X_2} \psi_2 - j \psi_1 n_K \quad (5.22)$$

$$\frac{d\psi_2}{dt} = -\frac{R_2}{\sigma X_2} \psi_2 + \frac{R_2 X_h}{\sigma X_1 X_2} \psi_1 - j \psi_2 (n_K - n) \quad (5.23)$$

Diese Zusammenhänge werden wieder in den verschiedenen Koordinatensystemen betrachtet.

a) Ständerkoordinatensystem

Aus den Gln. (5.22) und (5.23) ergibt sich mit $n_K = 0$ in der reellen Zweiachsendarstellung folgende Modellbeschreibung im ständerfesten Koordinatensystem:

$$\frac{d\psi_{1\alpha}}{dt} = -\frac{R_1}{\sigma X_1} \psi_{1\alpha} + \frac{R_1 X_h}{\sigma X_1 X_2} \psi_{2\alpha} + u_{1\alpha} \quad (5.24)$$

$$\frac{d\psi_{1\beta}}{dt} = -\frac{R_1}{\sigma X_1} \psi_{1\beta} + \frac{R_1 X_h}{\sigma X_1 X_2} \psi_{2\beta} + u_{1\beta} \quad (5.25)$$

$$\frac{d\psi_{2\alpha}}{dt} = \frac{R_2 X_h}{\sigma X_1 X_2} \psi_{1\alpha} - \frac{R_2}{\sigma X_2} \psi_{2\alpha} - n \psi_{2\beta} \quad (5.26)$$

$$\frac{d\psi_{2\beta}}{dt} = \frac{R_2 X_h}{\sigma X_1 X_2} \psi_{1\beta} - \frac{R_2}{\sigma X_2} \psi_{2\beta} + n \psi_{2\alpha} \quad (5.27)$$

Das aus den Gleichungen (5.24) bis (5.27) resultierende Strukturbild (Bild 5.11) besteht im wesentlichen aus zwei Multiplizierern und vier verkoppelten Verzögerungsgliedern 1. Ordnung. Daraus kann man schon erkennen, daß mit dieser Schaltung eine Nachbildung der Flußkomponenten bis einschließlich Ständerfrequenz Null möglich ist.

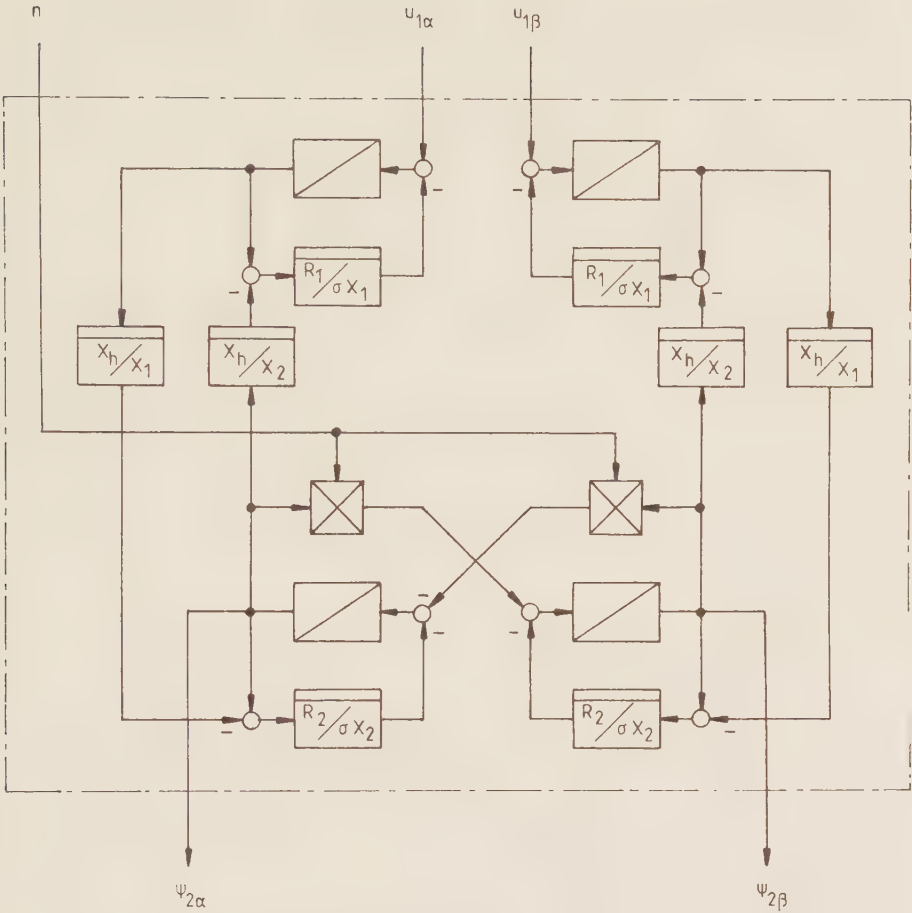


Bild 5.11 Strukturbild des u_1, n -Modells im ständerfesten Koordinatensystem

b) Flußkoordinatensystem

Mit $\eta_K = \omega_1$ und der Forderung, daß der Läuferfluß zu jedem Zeitpunkt in der reellen Achse des Koordinatensystems liegen soll, d.h. $\psi_{2y} = 0$, $d\psi_{2y}/dt = 0$, folgt aus den Gleichungen (5.22) und (5.23) im synchron

mit dem Läuferfluß umlaufenden Koordinatensystem in der reellen Zweiachsendarstellung:

$$u_{1x} = \frac{R_1}{X_h} \psi_{2x} + \left[\frac{R_1 X_2}{X_h R_2} + \frac{X_1}{X_h} \right] \frac{d\psi_{2x}}{dt} + \frac{\sigma X_1 X_2}{X_h R_2} \frac{d^2\psi_{2x}}{dt^2} - (n + \omega_2) \frac{\sigma X_1 X_2}{X_h} \frac{\omega_2}{R_2} \psi_{2x} \quad (5.28)$$

$$u_{1y} = \frac{R_1 X_2}{R_2 X_h} \omega_2 \psi_{2x} + \frac{\sigma X_1 X_2}{X_h} \frac{\omega_2}{R_2} \frac{d\psi_{2x}}{dt} + \frac{\sigma X_1 X_2}{X_h} \frac{\psi_{2x}}{R_2} \frac{d\omega_2}{dt} + (n + \omega_2) \left[\frac{X_1}{X_h} \psi_{2x} + \frac{\sigma X_1 X_2}{X_h R_2} \frac{d\psi_{2x}}{dt} \right] \quad (5.29)$$

Setzt man weiter konstanten Fluß voraus, d.h. $d\psi_{2x}/dt = 0$, $d^2\psi_{2x}/dt^2 = 0$, dann gilt:

$$u_{1x} = \left[\frac{R_1}{X_1} - (n + \omega_2) \omega_2 \frac{\sigma X_2}{R_2} \right] \frac{X_1}{X_h} \psi_{2x} \quad (5.30)$$

$$u_{1y} = \left[\frac{R_1 X_2}{R_2 X_1} \omega_2 + \frac{\sigma X_2}{R_2} \frac{d\omega_2}{dt} + (\omega_2 + n) \right] \frac{X_1}{X_h} \psi_{2x} \quad (5.31)$$

Aus diesen Gleichungen resultiert eine einfache Modellstruktur (Bild 5.12), wobei die gewünschte Flußamplitude, der Lastzustand in Form von ω_2 und die Drehzahl als Eingangsgrößen auftreten.

Die Rechenschaltung besteht aus Summieren und je einem Multiplizierer und Differenzierer.

Dieses Modell findet seine Anwendung in einer von Flügel /24/ vorgestellten Drehzahlregelung für Asynchronmaschinen, deren Prinzipdarstellung in Bild 5.13 zu sehen ist. Die Wechselrichtersteuerung des dort verwendeten Pulsumrichters mit Gleichspannungszwischenkreis erfordert als Eingangsgrößen die Amplitude und Frequenz der gewünschten Ständerspannung.



Bild 5.12 $\underline{u}_1$, n - Modell im Flußkoordinatensystem

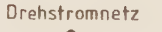


Bild 5.13 Prinzipdarstellung einer feldorientierten Regelung mit gesteuerter Flußvorgabe nach Flügel /24/

Der Läuferfluß wird gesteuert vorgegeben und als konstant vorausgesetzt.

Unter dieser Annahme liefert der Drehzahlregler ein Maß für die geforderte Schlupffrequenz ω_2^* .

Das Modell nach Bild 5.12 berechnet im Zusammenhang mit einer nachfolgenden Wandlung von kartesischen in polare Koordinaten die für den jeweiligen Betriebszustand erforderlichen Sollwerte für den Betrag der Ständerspannung $|\underline{u}_1|$ und den Winkel γ_u (Bild 5.14) zwischen Läuferfluß- und Ständerspannungszeiger.

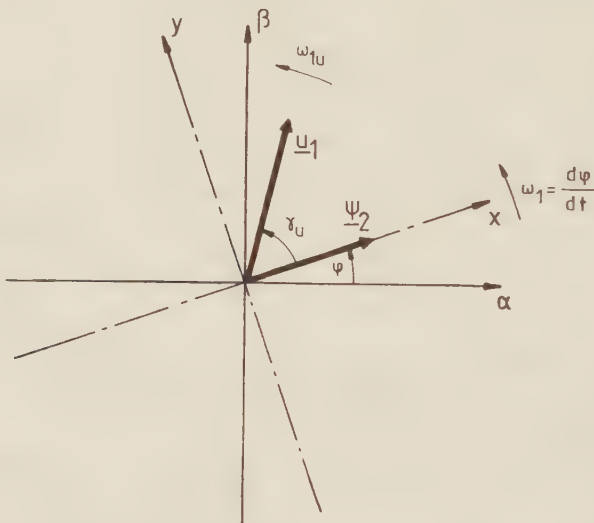


Bild 5.14 Darstellung der Raumzeiger von Ständerspannung und Läuferfluß im

- ständerfesten Koordinatensystem α, β
- synchron mit dem Läuferflußzeiger umlaufenden Koordinatensystem x, y

Im stationären Fall ist der Winkel γ_u konstant und die Frequenz des Spannungszeigers entspricht der des Flußzeigers. Abweichungen treten wiederum nur bei dynamischen Vorgängen auf, weil γ_u vom jeweiligen Betriebs-

zustand abhängt. Der Sollwert für die Wechselrichterfrequenz ergibt sich aus der Sollfrequenz des Flußzeigers und der zeitlichen Änderung des Sollwinkels γ_u^* gemäß der für bezogene Größen gültigen Beziehung:

$$\omega_{1u}^* = \omega_2^* + n + \frac{d\gamma_u^*}{dt} \quad (5.32)$$

Der Vektordreher zur Umwandlung in das ständerfeste Koordinatensystem ist auch hier in die Umrichtersteuerung verlagert.

Eine Darstellung der Gleichungen (5.22) und (5.23) im läuferfesten Koordinatensystem bringt keine Vereinfachung der Modellform. Es kommt vielmehr die Erschwernis hinzu, daß die Ständerspannung erst einer Koordinatentransformation unterzogen werden muß. Deshalb hat diese Betrachtungsweise keine praktische Bedeutung.

5.5 Bemerkungen zu den Modellvarianten

Vom Realisierungsaufwand her ist das $\underline{u}_1, \underline{i}_1$ - Modell am günstigsten, während die anderen in der Reihenfolge $\underline{i}_1, n$ - , $\underline{u}_1, \underline{i}_1, n$ - , $\underline{u}_1, n$ - Modell aufwendiger werden. Das an sich einfach aussehende $\underline{i}_1, \dot{\gamma}$ - Modell hat den Nachteil, daß außer einem Impulsgeber eine dazugehörige Auswerteschaltung und mindestens ein zusätzlicher Vektordreher nötig sind. Eine sehr einfache Modellstruktur erhält man beim $\underline{i}_1, n$ - Modell bei einer Anwendung nach /60/ (Bild 5.8) und beim $\underline{u}_1, n$ - Modell im Rahmen einer Regelungsanordnung nach /24/ (Bild 5.13).

Das $\underline{u}_1, \underline{i}_1$ - Modell hat den entscheidenden Nachteil, daß eine offene Integration notwendig ist, die wegen der Drifterscheinungen der Bauelemente den Anwendungsbereich bei kleinen Frequenzen einschränkt. Bei den anderen Modellvarianten ist bezüglich des Frequenz- bzw. Drehzahlbereiches keine Einschränkung nötig. Sieht man beim $\underline{u}_1, \underline{i}_1, n$ - Modell von den

beiden Differenzierern für die Stromkomponenten ab, so wird dieses durch eine rein algebraische Gleichung beschrieben. Es ergeben sich jedoch algebraische Schleifen, auf die bei der technischen Realisierung besonders geachtet werden muß.

Im nächsten Kapitel werden quantitative Fehlerbetrachtungen, die durch Parameterabweichungen zwischen Modell und Maschine entstehen, durchgeführt.

6. Stationärer Fehler aufgrund von Parameterfehlabgleich bei der Läuferflußnachbildung mit Hilfe von Modellen

In der Praxis treten meist unvermeidliche Abweichungen zwischen den tatsächlichen und den im Modell eingestellten Maschinenparametern auf. Diese ergeben sich einerseits aufgrund von betriebsmäßiger Erwärmung und andererseits durch unterschiedliche magnetische Ausnutzung der Maschine. Weiterhin ist es auch oft so, daß die Maschinenparameter meßtechnisch nicht exakt bestimmbar sind.

Während der Ständerwiderstand leicht gemessen werden kann, ist speziell beim Kurzschlußläufer der Läuferwiderstand nur durch Rechnung zugänglich. Die weiteren Daten erhält man aus je einer Leerlauf- und Kurzschlußmessung, welche dem Prüfprotokoll des Herstellers entnommen werden können. Durch die Leerlaufmessung ist ein Wert für die Ständerreaktanz X_1 erhältlich, während mit Hilfe der Kurzschlußmessung die Gesamtstreuung

$$X_{\sigma} = X_{1\sigma} + X_{2\sigma} \quad (6.1)$$

ermittelt werden kann. Mangels genauerer Meßmöglichkeit ist es dann meist üblich, die Streuung gleichermaßen auf Ständer und Läufer zu verteilen, d.h.:

$$X_{1\sigma} = X_{2\sigma} = \frac{X_{\sigma}}{2} \quad (6.2)$$

All diese Unzulänglichkeiten führen dann zu Abweichungen zwischen dem Modellfluß und dem realen Maschinenfluß.

6.1 Quantitative Abschätzung der Parameterabweichungen

Um die Empfindlichkeit der Läuferflußnachbildung bei den einzelnen Modellen bezüglich Parameterfehlanpassungen anschaulich zeigen zu können, müssen diese zuerst quantitativ abgeschätzt werden.

Eine große Rolle spielen dabei die durch betriebsmäßige Erwärmung in der Maschine hervorgerufenen Widerstandsänderungen. Aufgrund der nach VDE 0530

zulässigen Grenz- und Grenzübertemperaturen sind, speziell bei Maschinen der Isolierstoffklasse F, im praktischen Betrieb bei Kupfer Widerstandsänderungen von ca. 50 % möglich. Es ist daher sinnvoll, für die Modelleinstellung einen Mittelwert $\bar{R}$ zwischen den Extremwerten R_{kalt} und R_{warm} zu wählen. Für den Fall der kalten Maschine und für den Fall der warmen Maschine ergeben sich damit Abweichungen von jeweils 20 % bezogen auf den Mittelwert, d.h.:

$$R_{\text{kalt}} = 0,8 \bar{R} \quad (6.3a)$$

$$R_{\text{warm}} = 1,2 \bar{R} \quad (6.3b)$$

Bei den Meßwerten für X_1 und X_σ werden Toleranzen von $\pm 10 \%$ angenommen. Durch die Kombination von minimalen X_1 und maximalen X_σ errechnet sich bei der für diese Arbeit verwendeten Maschine ein maximaler Streukoeffizient σ , der um 21,9 % über seinem Nennwert liegt. Im umgekehrten Fall, d.h. bei maximalen X_1 und minimalen X_σ folgt ein minimales σ , das um 17,4 % kleiner als der Nennwert ist.

Ein weiterer Fehler kann bei der Bestimmung des Drehzahlwertes mittels Tachomaschine auftreten. Man muß bei Gleichstromtachogeneratoren mit Linearitätsfehlern in der Größenordnung von 1 % rechnen. Zur Modelluntersuchung wird deshalb bei der Drehzahlerfassung ein Drehzahlfehler von $\pm 2 \%$ zugrunde gelegt.

Die Messung der Spannungen und Ströme mittels entsprechender Wandler soll fehlerfrei erfolgen.

Zusammenfassend werden also folgende Parameterabweichungen angenommen:

$$R_1 = \bar{R}_1 \pm 0,20 \bar{R}_1 \quad (6.4a)$$

$$R_2 = \bar{R}_2 \pm 0,20 \bar{R}_2 \quad (6.4b)$$

$$\sigma = \sigma_N + \frac{0,22}{0,17} \sigma_N \quad (6.4c)$$

$$n' = n \pm 0,02 n, \quad (6.4d)$$

wobei mit n' der gemessene und mit n der wahre Drehzahlwert bezeichnet wird. Die σ - Verstimmung ergibt sich durch die oben beschriebene Variation von X_1 und X_σ .

In der Praxis tritt meist der Fall auf, daß sich Ständer- und Läuferwiderstand in gleicher Weise ändern. Dadurch erhält die Verstimmung

$$(R_1 + R_2) = (\bar{R}_1 + \bar{R}_2) \pm 0,20 (\bar{R}_1 + \bar{R}_2), \quad (6.4e)$$

bei der beide Widerstände gleichermaßen fehlangepaßt sind, eine besondere Bedeutung. Das zeigt sich auch noch anhand der in Kap. 6.2 durchgeführten Untersuchungen. Der dort angenommene Temperaturbereich erstreckt sich von 20°C bis ca. 150°C . Das bedeutet, daß die im Modell eingestellten Mittelwerte $\bar{R}_1$ und $\bar{R}_2$ einer Temperatur von 85°C entsprechen.

6.2 Nachbildungsfehler bei den verschiedenen Modellen

In diesem Abschnitt wird der durch Parameterfehlangepassungen hervorgerufene stationäre Fehler bei der Flußnachbildung quantitativ untersucht. Dieser ist unabhängig von dem bei der Modellbeschreibung verwendeten Koordinatensystem. Die Fehlerberechnung erfolgt zweckmäßigerweise in einem mit Ständerfrequenz umlaufenden Koordinatensystem. Dabei ist es zunächst gleichgültig ob dieses an den Raumzeiger des Läuferflusses oder an eine andere Größe, z.B. den Raumzeiger der Ständerspannung orientiert wird.

Den bei Parameterabweichungen zwischen Maschinenfluß ψ_{-2} und Modellfluß $\hat{\psi}_{-2}$ auftretenden Fehler kann man durch den Fehlerzeiger

$$\tilde{\psi}_{-2} = \psi_{-2} - \hat{\psi}_{-2} \quad (6.5)$$

ausdrücken (Bild 6.1). Die Modellgrößen werden zur Unterscheidung von den Maschinengrößen mit einem Dach gekennzeichnet.

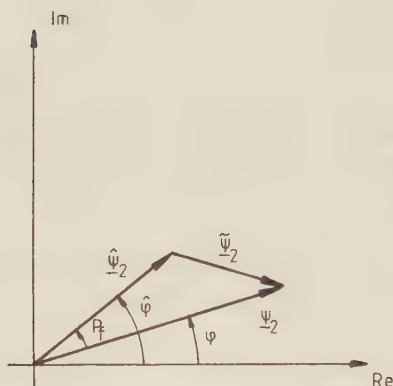


Bild 6.1 Definition des Fehlerzeigers $\tilde{\underline{\psi}}_2$

Es erweist sich als vorteilhaft, den Fehlerzeiger $\tilde{\underline{\psi}}_2$ auf die Amplitude des Läuferflußzeigers zu beziehen, womit man den relativen Fehler

$$\bar{\tilde{\underline{\psi}}}_2 = \frac{\underline{\psi}_2 - \hat{\underline{\psi}}_2}{|\underline{\psi}_2|} \quad (6.6)$$

erhält.

Eine andere anschaulichere Möglichkeit, den Modellfehler zu beschreiben, besteht in der Angabe von Phasenfehler und relativem Amplitudenfehler.

Der Phasenfehler P_f gibt den Winkel zwischen den Zeigern $\hat{\underline{\psi}}_2$ und $\underline{\psi}_2$ an und soll bei voreilem $\hat{\underline{\psi}}_2$ positive Werte annehmen (Bild 6.1).

Es gilt also:

$$P_f = \hat{\varphi} - \varphi \quad (6.7)$$

Als relativer Amplitudenfehler A_f wird die Differenz der Amplitude der Zeiger $\underline{\psi}_2$ und $\hat{\underline{\psi}}_2$ bezogen auf den Betrag von $\underline{\psi}_2$ bezeichnet, d.h.

$$A_f = \frac{|\underline{\psi}_2| - |\hat{\underline{\psi}}_2|}{|\underline{\psi}_2|} \quad (6.8)$$

Im folgenden wird kurz die Vorgehensweise zur Berechnung des stationären Amplituden- und Phasenfehlers skizziert. Den Ausgangspunkt der Überlegungen bilden die mit den Gleichungen (5.1), (5.14), (5.18), (5.22) und (5.23) gegebenen verschiedenen Modellbeschreibungen.

Diese werden der Einfachheit halber in einem mit Ständerfrequenz rotierenden Koordinatensystem betrachtet. Das hat den Vorteil, daß im stationären Fall alle Ableitungen verschwinden. Setzt man weiter voraus, daß die Messung von Spannung und Strom mittels Meßwandler fehlerfrei erfolgt, so entsprechen die Eingangsgrößen des Modells denen der Maschine.

Die Eingangsgrößen der Maschine können für stationären Betrieb aus den Maschinengleichungen (2.2 - 2.5) im ebenfalls mit Ständerfrequenz rotierenden Koordinatensystem in Abhängigkeit des tatsächlichen Maschinenflusses berechnet werden. Daraus ergeben sich folgende für die Maschine gültigen stationären Zusammenhänge zwischen Ständerstrom und Läuferfluß, bzw. zwischen Ständerspannung und Läuferfluß:

$$\underline{i}_1 = \frac{1}{X_h} (1 + j \omega_2 \frac{X_2}{R_2}) \underline{\psi}_2 \quad (6.9)$$

$$\underline{u}_1 = \frac{R_1}{X_h} \left[1 - \frac{\omega_1 \omega_2 X_1 X_2 \sigma}{R_1 R_2} + j \left(\frac{\omega_1 X_1}{R_1} + \frac{\omega_2 X_2}{R_2} \right) \right] \underline{\psi}_2 \quad (6.10)$$

Die Gln. (6.9) und (6.10) enthalten die aktuellen Maschinenparameter. Setzt man diese Beziehungen in die entsprechenden Modellgleichungen ein, die die festgestellten Modellparameter beinhalten, so ergibt sich für jede Modellvariante eine komplexe Gleichung der Form

$$\hat{\underline{\psi}}_2 = \underline{H} \underline{\psi}_2 \quad , \quad (6.11)$$

womit der Modellfluß durch den Maschinenfluß ausgedrückt wird. Damit ist es jetzt leicht möglich, den Phasenfehler und den relativen Amplitudenfehler gemäß den Gln. (6.7) und (6.8) zu bilden.

Die erhaltenen Ergebnisse haben eine komplizierte unanschauliche Struktur. Deshalb wird eine numerische Auswertung durchgeführt.

Der Phasen- und Amplitudenfehler hängt außer von der Modellform, von der Parameterabweichung zwischen Maschine und Modell, von einem evtl. auftretenden Drehzahlmeßfehler, sowie vom Betriebspunkt, der durch n und ω_2 gegeben ist, ab.

Die Modellparameter werden im weiteren zur Unterscheidung von den aktuellen Maschinenparametern mit einem Apostroph gekennzeichnet. Das gleiche gilt auch für die dem Modell zugeführte Drehzahl, die evtl. fehlerbehaftet sein kann.

Bei der Dokumentation des Modellfehlers tritt die Schwierigkeit auf, daß eine Vielzahl von Kombinationsmöglichkeiten verschiedener Parameterverstimmungen und Arbeitspunkte zu berücksichtigen sind. Für eine systematische Untersuchung werden daher die in Kap. 6.1 beschriebenen Parameterabweichungen herangezogen.

Die für die folgenden Betrachtungen angenommenen Modellparameter ergeben sich aus den Daten der im experimentellen Teil dieser Arbeit eingesetzten Labor-Asynchronmaschine. Diese sind im Anhang zusammengestellt. Speziell bei den Widerständen werden die in Kap. 6.1 beschriebenen Mittelwerte $\bar{R}_1$ und $\bar{R}_2$ zur Modelleinstellung zugrunde gelegt.

6.2.1 $\underline{i}_1, n$ - bzw. $\underline{i}_1, \vartheta$ - Modell

Aus der Modellgleichung (5.1) ist ersichtlich, daß von den Maschinenparametern nur der Läuferwiderstand und die Reaktanzen X_2 und X_h einen Einfluß auf die Läuferflußnachbildung haben.

In Bild 6.2 sind die stationären Phasen- und Amplitudenfehler bei Abweichungen des Läuferwiderstandes bzw. der Reaktanzen, deren Variation durch den totalen Streukoeffizient charakterisiert wird, zu sehen.

Anhand der Fehlerfälle in Bild 6.2 kann man sich durch Überlagerung näherungsweise ein Bild über verschiedene Fehlerkombinationen machen. Das wird durch Bild 6.3 veranschaulicht, wobei hier einerseits der Fall von maximalem

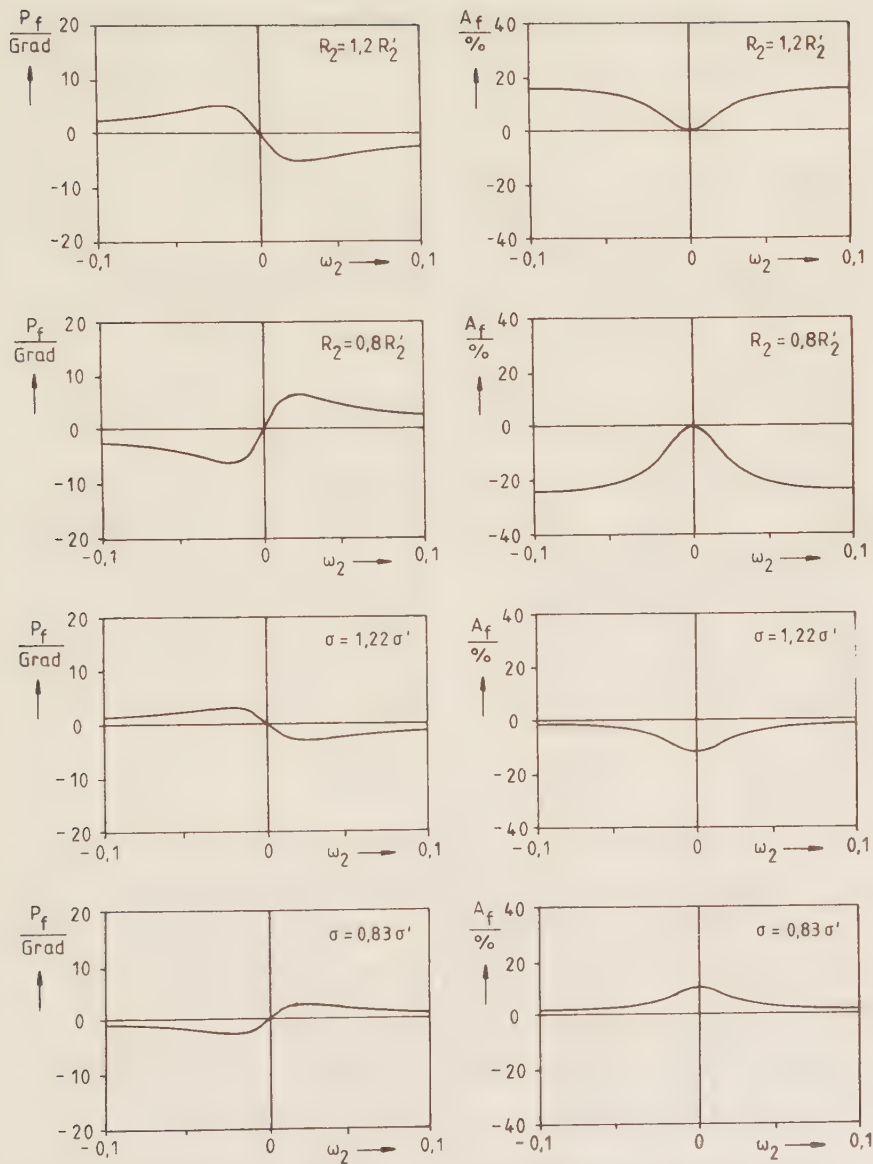


Bild 6.2 Stationärer Phasen- und Amplitudenfehler der Läuferflußnachbildung des "Strommodells" bei Fehlanpassung des Läuferwiderstandes bzw. der Reaktanzen

Läuferwiderstand und maximaler Streuung und andererseits die Kombination der Minimalwerte betrachtet wird.

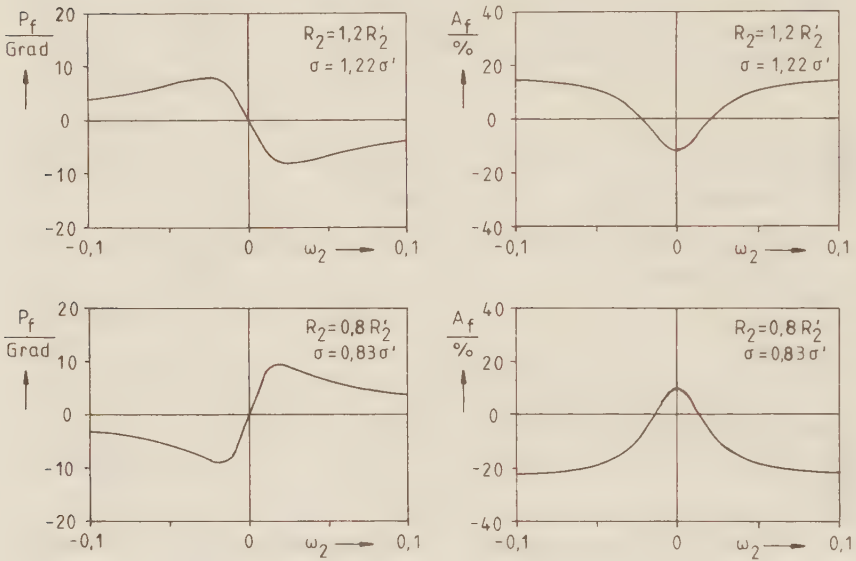


Bild 6.3 Stationärer Phasen- und Amplitudenfehler der Läuferflußnachbildung des "Strommodells" bei Fehlanpassung des Läuferwiderstandes und der Reaktanzen

An dieser Stelle sei noch bemerkt, daß bei der Modellvariante Fehler aufgrund von Parameteränderungen drehzahlunabhängig sind, d.h. über der Drehzahl aufgetragen, würde der Fehlerverlauf Geraden parallel zur Abszisse mit ω_2 als Parameter ergeben.

Zusätzliche Abweichungen treten beim i_1 , n - Modell infolge von Meßfehlern bei der Drehzahlerfassung auf. Die in Bild 6.4 dokumentierten Fehler in

Abhängigkeit von n mit ω_2 als Parameter gelten für einen relativen Drehzahlfehler von $\pm 2\%$.

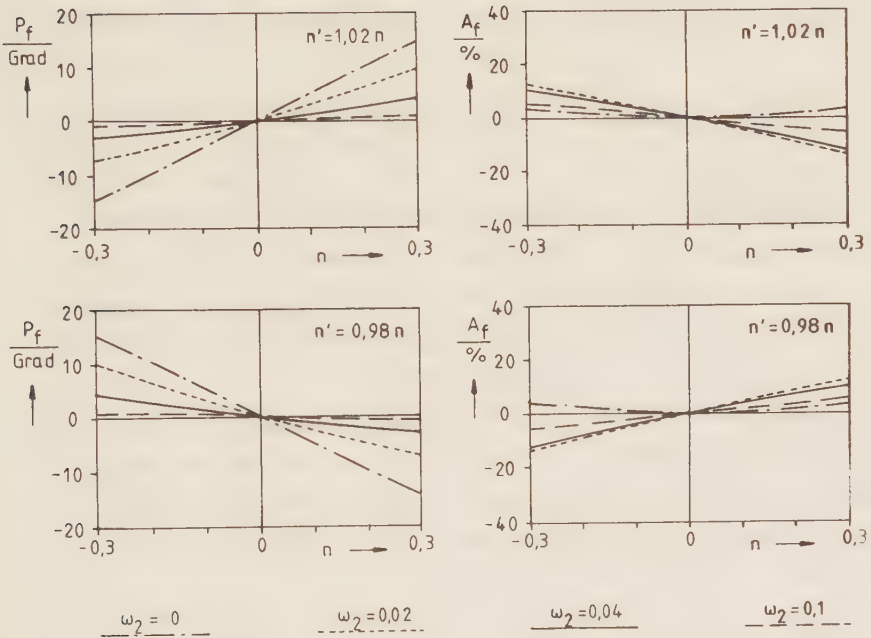


Bild 6.4 Stationärer Phasen- und Amplitudenfehler der Läuferflußnachbildung des $\underline{i}_1, n$ -Modells aufgrund eines Drehzahlmeßfehlers bei unterschiedlichen Belastungen

Man sieht anhand des relativ großen Nachbildungsfehlers bei ungenauer Drehzahlfassung, daß Modellanordnungen mit Impulsgeber ($\underline{i}_1, \vartheta$ -Modell), der nach Voraussetzung eine fehlerfreie Winkelinformation liefert, den Varianten mit Tachogenerator ($\underline{i}_1, n$ -Modell) überlegen sind.

6.2.2 $\underline{u}_1, \underline{i}_1$ - Modell

Zur Flußnachbildung mit Hilfe des $\underline{u}_1, \underline{i}_1$ - Modells werden nur die Parameter des Ständerkreises benötigt. Die Berechnungen des stationären Modellfehlers ergeben, daß dieser außer von der Parameterverstimmung, von der Maschinendrehzahl und von der Belastung abhängt (Bild 6.5). Weiterhin ist ersichtlich, daß der Fehler aufgrund von Widerstandsabweichungen bei kleinen Ständerfrequenzen sehr große Werte annimmt. Bei Frequenz Null wird dieser theoretisch sogar unendlich groß. Das rührt von dem sich vergrößernden Einfluß der Spannungsabfälle an R_1 bei immer kleiner werdenden Frequenzen her. Die Fehlerkurven sind nur für Ständerfrequenzen größer 0,5 Hz aufgetragen, weil auch ohne Berücksichtigung von Parameterabweichungen nur in diesem Bereich eine Integration mit vernünftigem Aufwand technisch zu realisieren ist. Mit bezogenen Größen wird dieser Frequenzbereich durch $|\omega_1| \geq 0,01$ beschrieben. Bei kleineren Frequenzen soll das Modell abgeschaltet sein. Ein besonderer Vorteil dieser Modellvariante liegt darin, daß der Fehler mit steigender Ständerfrequenz kleiner wird. Eine σ - Verstimmung dagegen hat relativ wenig Einfluß auf die Flußnachbildung.

Wie schon aus den Untersuchungen des $\underline{i}_1, n$ - bzw. $\underline{i}_1, \vartheta$ - Modells hervorgeht, ist auch hier bei Belastungsfällen mit negativen ω_2 der Phasenfehler punktsymmetrisch zum Ursprung und der Amplitudenfehler achsensymmetrisch zur Ordinate gegenüber Belastungen mit positiven ω_2 . Dies gilt auch für die anderen Modellvarianten, so daß im weiteren die Betrachtung mit positivem ω_2 genügt.

6.2.3 $\underline{u}_1, \underline{i}_1, n$ - Modell

Beim $\underline{u}_1, \underline{i}_1, n$ - Modell treten als Parameter der Ständer- und Läuferwiderstand, sowie die Reaktanzen X_h, X_1 und X_2 auf. Deshalb wird hier bei den Fehlerbetrachtungen zusätzlich der praktisch interessante Fall, daß Ständer- und Läuferwiderstand aufgrund von Erwärmung in gleicher Richtung verstimmt sind, untersucht.

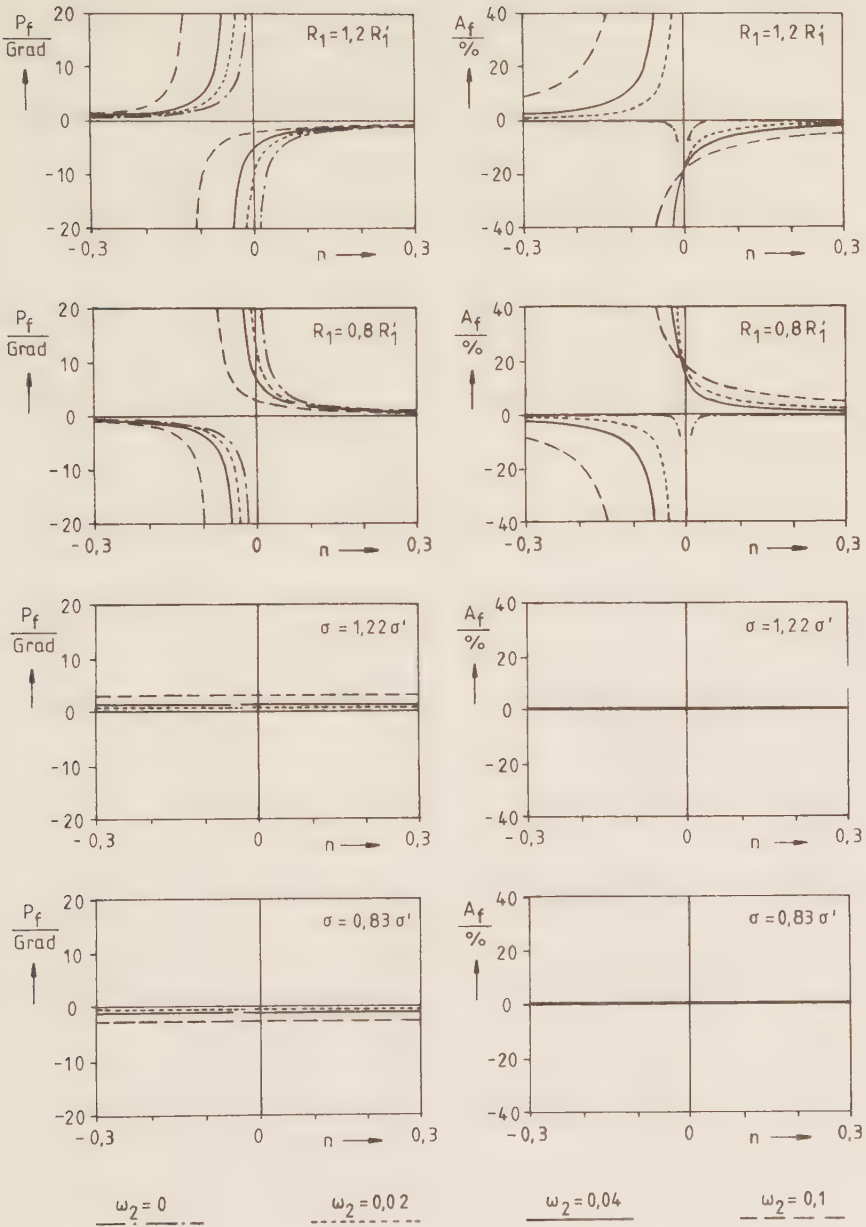


Bild 6.5 Stationärer Phasen- und Amplitudenfehler der Läuferflußnachbildung des $\underline{u}_1, \underline{i}_1$ - Modells bei Fehlanpassung des Ständerwiderstandes bzw. der Reaktanzen

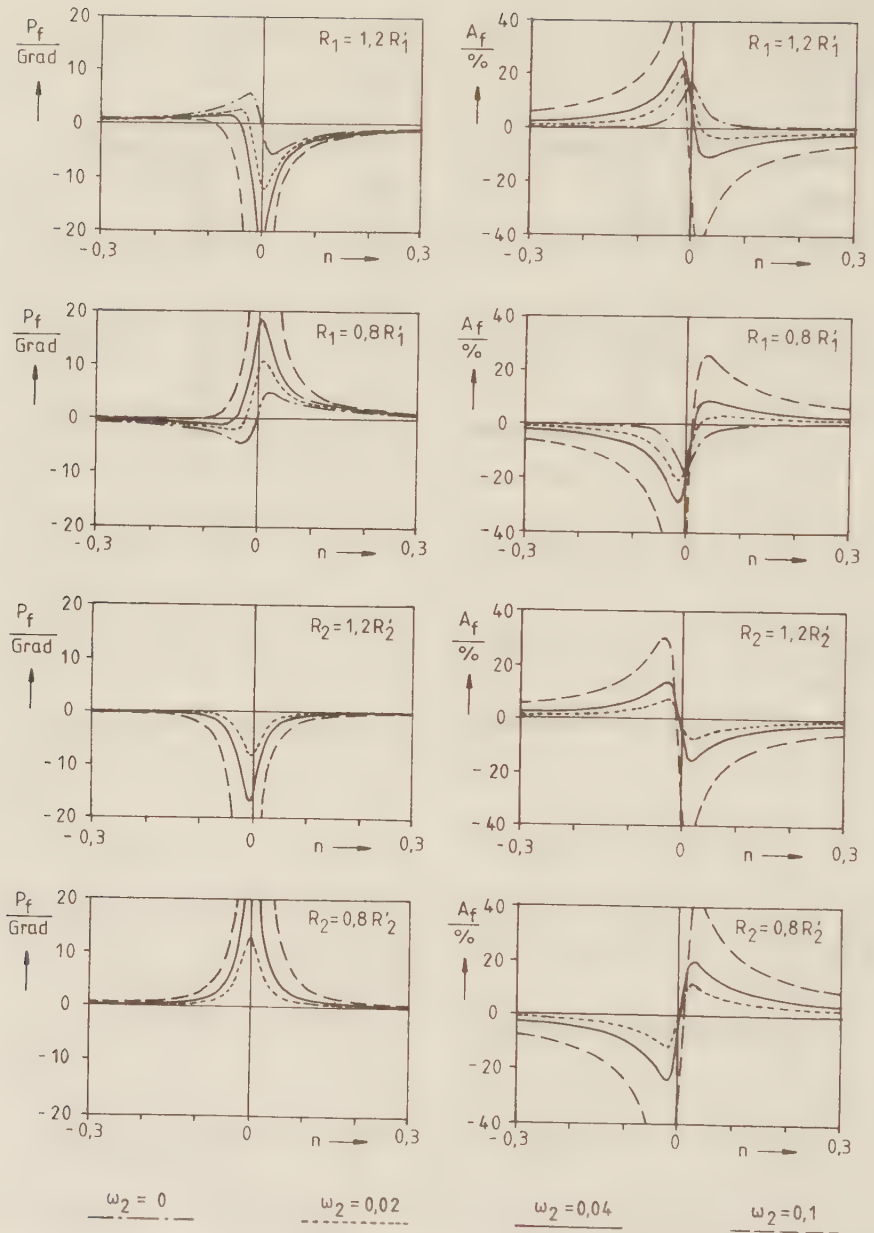


Bild 6.6 Stationärer Phasen- und Amplitudenfehler der Läuferflußnachbildung des $\underline{u}_1, \underline{i}_1, n$ -Modells bei Fehlanpassung des Ständer- bzw. Läuferwiderstandes

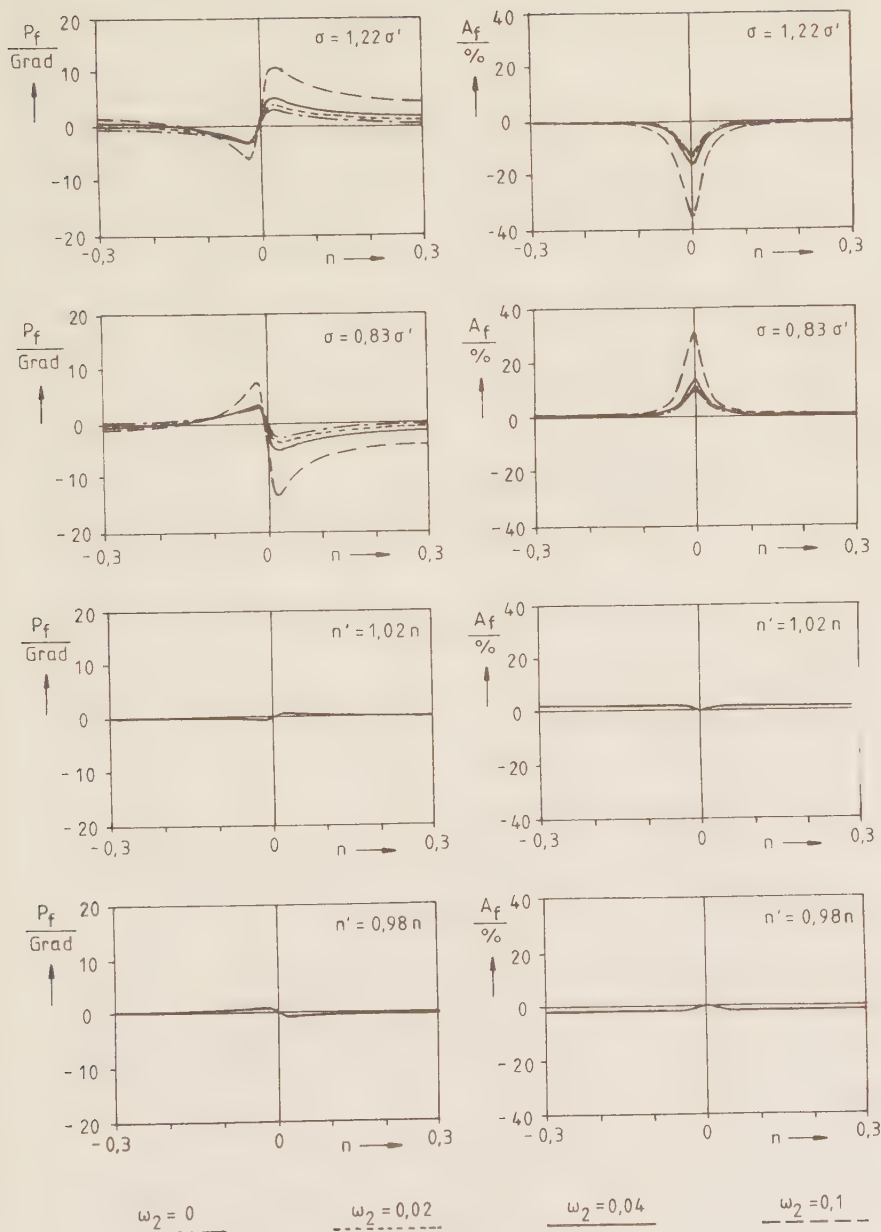


Bild 6.7 Stationärer Phasen- und Amplitudenfehler der Läuferflußnachbildung des $\underline{u}_1, \underline{i}_1, n$ -Modells bei Fehlanpassung der Reaktanzen bzw. bei einem Drehzahlmeßfehler

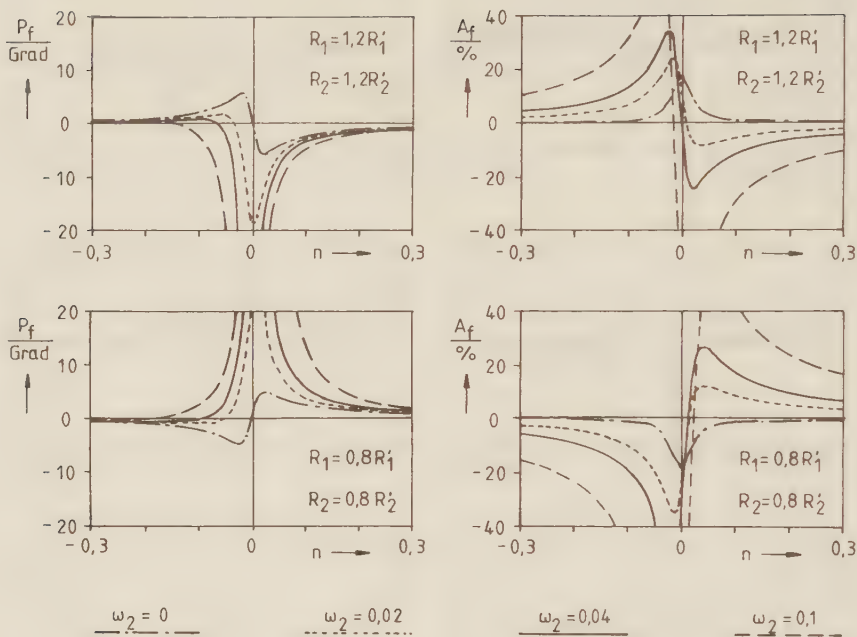


Bild 6.8 Stationärer Phasen- und Amplitudenfehler der Läuferflußnachbildung des $\underline{u}_1, \underline{i}_1, n$ -Modells bei gleichzeitiger Fehlanpassung des Ständer- und Läuferwiderstandes

Anhand der Fehlerberechnungen (Bilder 6.6 - 6.8) ist ersichtlich, daß die Fehler in der Umgebung des Stillstandes der Maschine ihre größten Werte annehmen, welche dann jedoch mit wachsender Drehzahl kleiner werden. Weiterhin bleibt festzustellen, daß eine Abweichung des Ständerwiderstandes ähnliche Auswirkungen auf den Nachbildungsfehler hat, wie eine Läuferwiderstandsabweichung. Deshalb vergrößert sich, was auch schon aus einer Superposition der einzelnen Fehlerkurven näherungsweise hervorgeht, bei einer gemeinsamen gleichgerichteten Widerstandsverstimmung der stationäre Fehler.

6.2.4 $\underline{u}_1, n$ - Modell

Hier sind die gleichen Fehlerfälle, wie beim $\underline{u}_1, \underline{i}_1, n$ - Modell möglich. Die Ergebnisse der Fehlerberechnungen sind in den Bildern 6.9 - 6.11 zusammengestellt.

Bemerkenswert ist hier, daß die Fehlerkurven für warmen Ständerwiderstand prinzipiell den umgekehrten Verlauf wie bei warmem Läuferwiderstand haben. Dies gilt auch für den Fall der kalten Maschine. Aus diesem Grunde ergibt sich bei gleichartiger Fehlanpassung von Ständer- und Läuferwiderstand im Gegensatz zum $\underline{u}_1, \underline{i}_1, n$ - Modell, resultierend ein kleinerer stationärer Fehler.

Deshalb wird dieser Fehlerkombination bei den weiteren Betrachtungen in Kap. 7 und Kap. 8 noch besonderes Augenmerk geschenkt.

6.2.5 Bemerkungen zu den Nachbildungsfehlern

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß alle Modelle bei denen die Ständerspannung als Eingangsgröße auftritt, mit zunehmender Drehzahl eine kleinere Parameterempfindlichkeit aufweisen. Das Maximum des Nachbildungsfehlers ist stets in der Umgebung kleiner Drehzahlen, bzw. kleiner Ständerfrequenzen zu finden. Ein relativ ausgeglichenes Verhalten bezüglich des stationären Fehlers zeigt das $\underline{u}_1, n$ - Modell.

Das unter Kapitel 5.1 beschriebene "Strommodell" hat die Eigenschaft, daß das Fehlermaximum zwar meist kleiner als bei den anderen Modellvarianten ist, jedoch aber für alle Drehzahlen gleich bleibt. Für den Fall eines Drehzahlmeßfehlers kommt sogar noch eine Vergrößerung des Modellfehlers mit wachsender Drehzahl hinzu.

Eine Beurteilung der Modelle auf der Grundlage des stationären Nachbildungsfehlers scheint auf den ersten Blick schwierig, weil dieser in erheblichem Maße vom jeweiligen Arbeitspunkt abhängt. Es existieren z.B. Betriebsbereiche, bei denen sich eine Modellvariante als günstig erweist, während

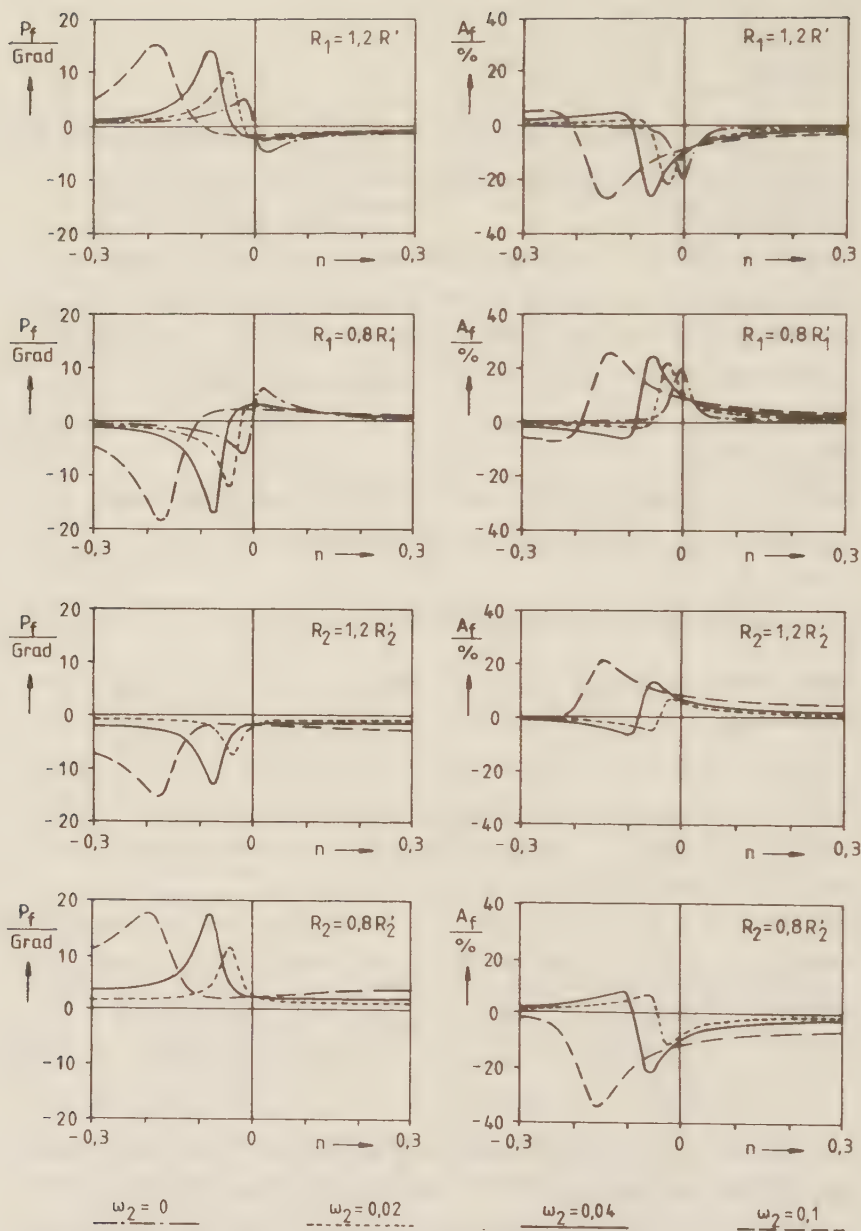


Bild 6.9 Stationärer Phasen- und Amplitudenfehler der Läuferflußnachbildung des $\underline{u}_1$, n - Modells bei Fehlanpassung des Ständer- bzw. Läuferwiderstandes

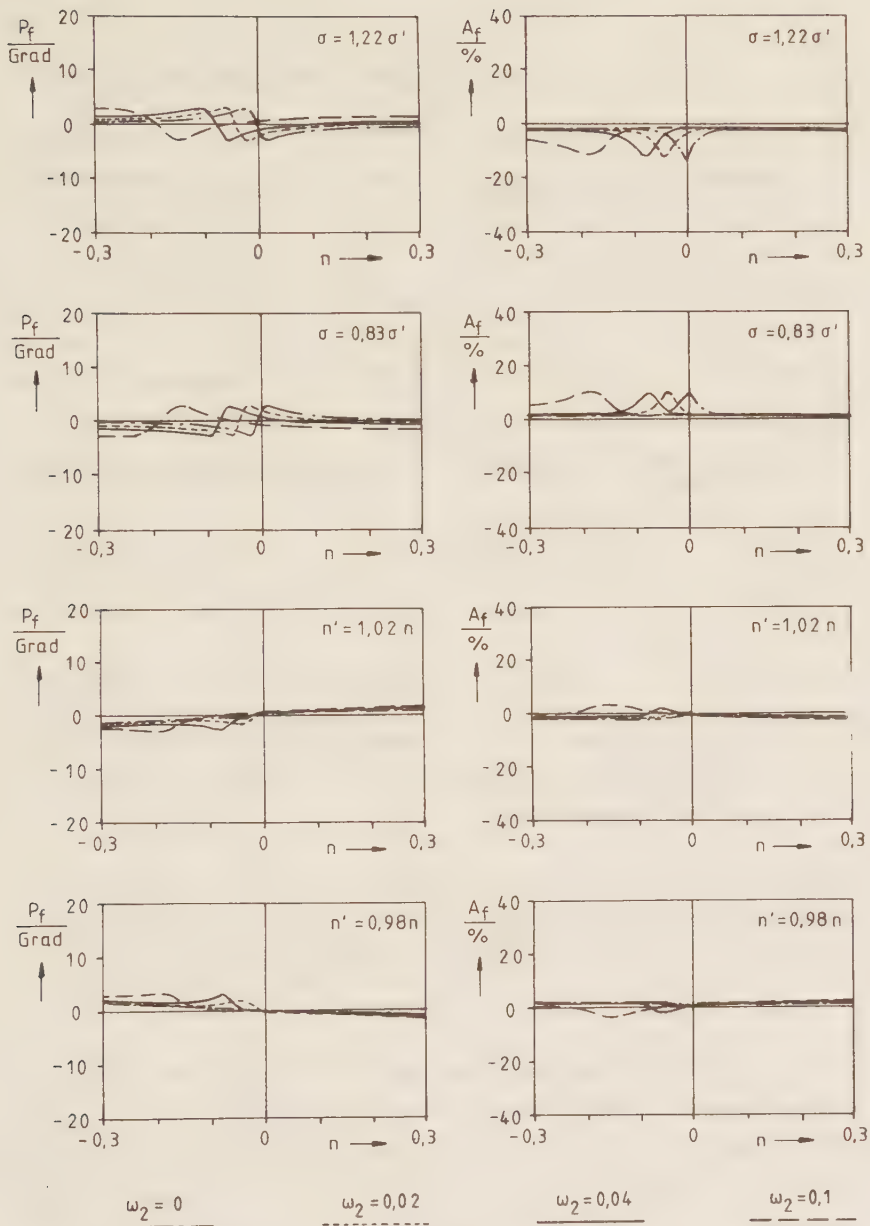


Bild 6.10 Stationärer Phasen- und Amplitudenfehler der Läuferflußnachbildung des $\underline{u}_1, n$ -Modells bei Fehlanpassung der Reaktanzen bzw. bei einem Drehzahlmeßfehler

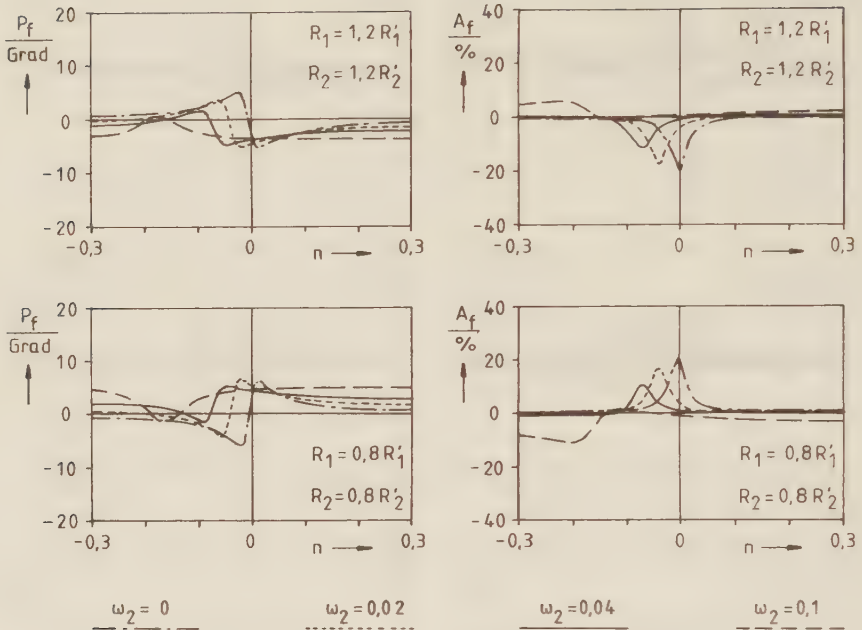


Bild 6.11 Stationärer Phasen- und Amplitudenfehler der Läuferflußnachbildung des $\underline{u}_1$, n - Modells bei gleichzeitiger Fehlanpassung des Ständer- und Läuferwiderstandes

in anderen Betriebspunkten eine andere Modellvariante vorteilhaftere Ergebnisse liefert. In Kap. 8 wird deshalb versucht ein allgemeines Gütekriterium zu entwickeln, das einen Vergleich der verschiedenen Modellstrukturen ermöglicht.

Die hier durchgeführten Untersuchungen gelten auch für die Modellformen, bei denen der gewünschte Fluß (Modellfluß) und die geforderte Belastung als Sollwerte auftreten (Bilder 5.6 und 5.12). Ein bezüglich der Parameter fehlgepaßtes Modell berechnet daraus die "falschen" Werte für die erforderlichen Ständerstrom- bzw. Ständerspannungskomponenten. Dies bewirkt wiederum, daß der Maschinenfluß vom vorgegebenen Modellfluß abweicht.

6.3 Auswirkungen einer fehlerhaften Modellnachbildung

Bei der Regelungsanordnung nach Bild 3.4 werden die gewünschten Stromkomponenten i_{1x}^* und i_{1y}^* mit Hilfe eines Vektordrehers um den Feldwinkel φ vorgesteuert. Man erhält dadurch die Sollwerte $i_{1\alpha}^*$ und $i_{1\beta}^*$ im ständerfesten Koordinatensystem, die dann mit einer geeigneten Stromregelung in die Maschine eingeprägt werden. Regelungstechnisch gesehen bedeutet diese Vorsteuerung eine Mitkopplung, die im Idealfall von einer in der Maschine wirkenden Gegenkopplung kompensiert wird. Zur besseren Veranschaulichung sind diese Zusammenhänge in Bild 6.12 unter Vernachlässigung der Stromregelung in Polarkoordinaten dargestellt. Hier wird zur Vorsteuerung der mittels

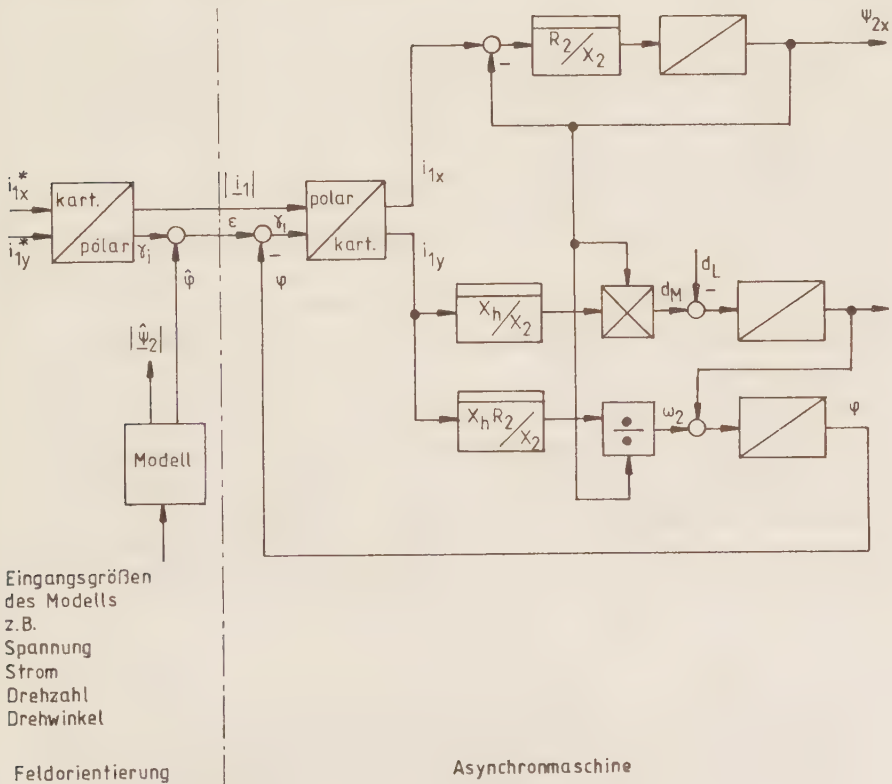


Bild 6.12 Feldorientiert betriebene Asynchronmaschine

eines Modells nachgebildete Winkel $\hat{\varphi}$ verwendet. Durch die invers arbeitende Vektordrehung mit dem Läuferflußwinkel φ und einer polar-kartesischen Koordinatenwandlung werden im rechten Teil des Bildes aus dem Stromzeiger im ständerfesten Koordinatensystem die in der Maschine wirksamen feldorientierten Stromkomponenten i_{1x} und i_{1y} gebildet. Entspricht der Winkel $\hat{\varphi}$ dem wahren Flußwinkel, so sind die vorgegebenen Werte i_{1x}^* und i_{1y}^* gleich den in der Maschine wirkenden Stromkomponenten. Es liegt dann die gewünschte entkoppelte Struktur der Asynchronmaschine vor.

Ist $\hat{\varphi} \neq \varphi$, so bleibt eine Restkopplung bestehen. Diese hat zur Folge, daß die Bedingungen

$$i_{1x}^* \sim \psi_{2x} \quad (6.12a)$$

$$i_{1y}^* \sim d_M \quad (6.12b)$$

auch stationär nicht mehr erfüllt sind.

Die gleichen Überlegungen lassen sich ebenso auf die anderen Realisierungsformen der feldorientierten Regelung für Asynchronmaschinen übertragen.

Wie im folgenden gezeigt wird, wirkt sich eine Abweichung zwischen $\underline{\psi}_2$ und $\hat{\underline{\psi}}_2$ auf die magnetische Ausnutzung und das maximal aufbringbare Drehmoment der Maschine aus.

Bei den Regelungsvarianten mit gesteuerter Vorgabe des Flusses (Bilder 5.7, 5.8, 5.13) als auch bei Regelungsanordnungen mit überlagertem Flußregelkreis (Bilder 3.4, 3.5, 5.5), wobei der nachgebildete Fluß als Istwert benutzt wird, gilt aufgrund des im Flußregler vorausgesetzten I - Anteils stationär:

$$\left| \underline{\psi}_2 \right|^* = \left| \hat{\underline{\psi}}_2 \right| \quad (6.13)$$

Abhängig von der jeweiligen Parameterverstimmung kann die Amplitude des tatsächlichen Maschinenflusses einen größeren (Bild 6.13), oder kleineren Wert (Bild 6.14) als den Sollwert nach Gl. (6.13) annehmen.

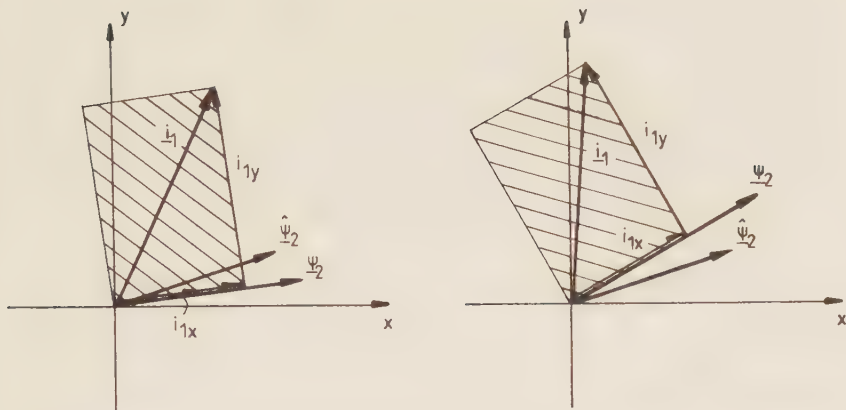


Bild 6.13 Graphische Darstellung des Drehmomentes bei Abweichungen
zwischen $\underline{\psi}_2$ und $\hat{\underline{\psi}}_2$ mit $|\underline{\psi}_2| > |\hat{\underline{\psi}}_2|$, ($|\underline{i}_1| = i_{1N}$)

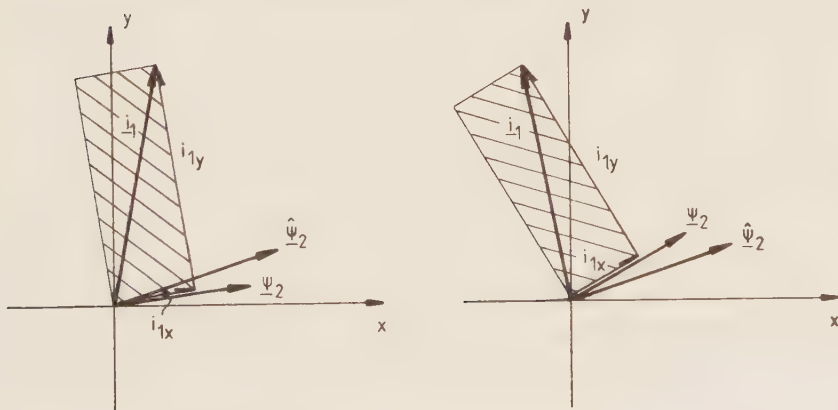


Bild 6.14 Graphische Darstellung des Drehmomentes bei Abweichungen
zwischen $\underline{\psi}_2$ und $\hat{\underline{\psi}}_2$ mit $|\underline{\psi}_2| < |\hat{\underline{\psi}}_2|$, ($|\underline{i}_1| = i_{1N}$)

Zusätzlich ist, wie die Fehleruntersuchungen in Kap. 6.2 zeigen, jeweils ein positiver bzw. negativer Phasenfehler denkbar.

Im Fall von Bild 6.13 wird sich z.B. bei gefordertem Nennfluß eine Übersättigung der Maschine einstellen, so daß auch die flußbildende Stromkomponente i_{1x} größer als bei Nennfluß ist. Umgekehrt ergibt sich bei den Verhältnissen gemäß Bild 6.14 ein entsprechend kleinerer Wert für i_{1x} .

Das stationäre Drehmoment errechnet sich aus den Gln. (3.18) und (3.20) zu:

$$D_M = \frac{X_h^2}{X_2} i_{1x} i_{1y} \quad (6.14)$$

Bei Vernachlässigung der Eisensättigung und unter der Randbedingung, daß der Ständerstrom den Wert des Nennstroms nicht überschreiten darf, ist das maximal aufbringbare Motormoment proportional der in den Bildern 6.13 und 6.14 schraffierten Flächen.

Bei einem relativen Amplitudenfehler A_f ergibt sich aus Gl. (6.8) für die Amplitude des Maschinenflusses:

$$|\psi_{-2}| = \frac{|\hat{\psi}_{-2}|}{1 - A_f} \quad (6.15)$$

Damit folgt für den flußbildenden Strom unter Berücksichtigung von Gl. (3.18) stationär:

$$i_{1x} = \frac{1}{X_h} \frac{|\hat{\psi}_{-2}|}{1 - A_f} \quad (6.16)$$

Es kann nun mit Hilfe der Gln. (6.14) und (6.16) und der Beziehung

$$i_{1y} = \sqrt{i_1^2 - i_{1x}^2} \quad (6.17)$$

das stationäre Drehmoment bei Vernachlässigung der Eisensättigung berechnet werden. Man erhält:

$$D_M = \frac{X_h}{X_2} \frac{|\hat{\psi}_{-2}|}{1 - A_f} \sqrt{i_1^2 - \left(\frac{1}{X_h} \frac{|\hat{\psi}_{-2}|}{1 - A_f} \right)^2} \quad (6.18)$$

In Bild 6.15 ist für die Versuchsmaschine das maximal erreichbare Motor-
moment ohne Berücksichtigung der Eisensättigung und unter den Randbe-
dingungen:

$$i_1 = i_{1N} \quad (6.19a)$$

$$|\psi_{-2}|^* = |\psi_{-2N}| \quad (6.19b)$$

$$X_h = X'_h \quad (6.19c)$$

$$X_2 = X'_2 \quad (6.19d)$$

in Abhängigkeit des Amplitudenfehlers A_f graphisch aufgetragen.

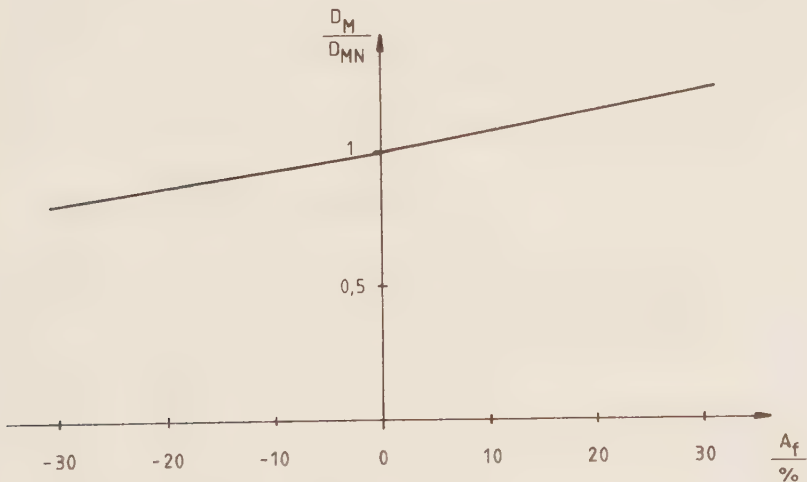


Bild 6.15 Maximal erreichbares Drehmoment in Abhängigkeit des relativen
Amplitudenfehlers ohne Berücksichtigung der Sättigung mit den
Randbedingungen gemäß Gl. (6.19)

Es zeigt sich also, daß das maximale stationäre Drehmoment nur vom Amplitudenfehler abhängig ist.

Der Phasenfehler P_f wirkt sich dagegen auf das dynamische Verhalten des geregelten Antriebs aus. Diesbezügliche Untersuchungen, denen allerdings nur Regelungsanordnungen mit dem $\underline{i}_1, \vartheta$ - bzw. $\underline{i}_1, n$ - Modell zugrunde liegen, sind bei Warnecke /58/ und Blaschke /9, 10/ durchgeführt. Eine allgemeine übersichtliche Darstellung des Phasenfehlereinflusses auf das dynamische Verhalten der feldorientiert betriebenen Asynchronmaschine ist schwer möglich, weil der Phasenfehler bei den anderen Modellvarianten, außer von der Belastung, zusätzlich von der Drehzahl abhängig ist. Weiterhin können speziell die beim $\underline{u}_1, \underline{i}_1, n$ - und beim $\underline{u}_1, n$ - Modell auftretenden Fehler von der Abweichung aller Maschinenparameter herrühren, während bei den erwähnten, sich auf das $\underline{i}_1, \vartheta$ - bzw. $\underline{i}_1, n$ - Modell beziehenden Untersuchungen nur eine Variation der Läuferzeitkonstanten durchgeführt wird.

7. Einsatz des Beobachters zur Flußbestimmung bei der Asynchronmaschine

In Kapitel 6 wird gezeigt, daß Parameterabweichungen zwischen Modell und Maschine eine fehlerhafte Flußnachbildung zur Folge haben. Die Größe des Nachbildungsfehlers hängt dabei außer vom verwendeten Modell, vom Betriebszustand und der momentan aktuellen Verstimmung ab.

Im folgenden wird nun versucht, das Beobachterkonzept /42/ zur Nachbildung des Maschinenflusses heranzuziehen. Hierbei werden die Ausgangsgrößen von System (Asynchronmaschine) und Modell verglichen, und evtl. auftretende Abweichungen mit einer Gewichtung versehen dem Modell zurückgeführt. Es drängt sich daher der Gedanke auf, daß durch diese Maßnahme eine Verbesserung der Flußnachbildung auch bei Parameterabweichungen zu erzielen ist.

Ein erster derartiger Vorschlag existiert zwar bereits von Bellini u.a. /5,6/. Allerdings wird dort die Beobachterdimensionierung nicht nach dem Gesichtspunkt einer minimalen Parameterempfindlichkeit, sondern nach dynamische Kriterien durchgeführt. Weiterhin ist im Rahmen der beiden Arbeiten keine praktische Realisierung und Erprobung des Beobachters am Antrieb erfolgt.

7.1 Allgemeines zum Beobachterkonzept

Beobachter werden zur Nachbildung von Zustandsgrößen technischer Systeme eingesetzt, die entweder nicht, oder nur mit hohem Aufwand meßbar sind. Ein lineares System läßt sich mit Hilfe der Zustandsdarstellung in folgender Form beschreiben:

$$\dot{\underline{x}}(t) = \underline{A} \underline{x}(t) + \underline{B} \underline{u}(t) \quad (7.1)$$

$$\underline{y}(t) = \underline{C} \underline{x}(t) \quad (7.2)$$

Dabei ist $\underline{x}(t)$ der im allgemeinen nicht unmittelbar meßbare Zustandsvektor. Meßtechnisch zugänglich ist jedoch der Ausgangsvektor $\underline{y}(t)$ und

der Steuer- oder Eingangsvektor $\underline{u}(t)$. Die Matrizen $\underline{A}$ (Systemmatrix), $\underline{B}$ (Steuermatrix) und $\underline{C}$ (Ausgangsmatrix) enthalten die Parameter des Systems.

Der erste Schritt zur Bestimmung der Zustandsgrößen wäre der Aufbau eines Modells, dem die gleichen Eingangsgrößen wie dem System zugeführt werden, gemäß der Gleichung

$$\dot{\hat{\underline{x}}}(t) = \underline{A} \hat{\underline{x}}(t) + \underline{B} \underline{u}(t) \quad . \quad (7.3)$$

Zur Unterscheidung der echten Systemgrößen werden die nachgebildeten Größen wieder mit einem Dach gekennzeichnet.

Der Nachteil dieser Methode liegt darin, daß einerseits unterschiedliche Anfangswerte bei Modell und System und andererseits Störungen, die nur auf das System wirken, zu Fehlern bei der Bestimmung der Zustandsgrößen führen können.

Durch Verwendung eines sogenannten Beobachters lassen sich diese Nachteile beseitigen /42,44,62/. Dieser wird durch die folgenden Gleichungen beschrieben:

$$\dot{\hat{\underline{x}}}(t) = \underline{A} \hat{\underline{x}}(t) + \underline{B} \underline{u}(t) + \underline{K} (\underline{y}(t) - \hat{\underline{y}}(t)) \quad (7.4)$$

$$\hat{\underline{y}}(t) = \underline{C} \hat{\underline{x}}(t) \quad . \quad (7.5)$$

Der Beobachter besteht also aus einem Modell des Systems, wobei die nachgebildeten mit den gemessenen Ausgangsgrößen verglichen werden und das Modell proportional zu einem auftretenden Fehler $\underline{y}(t) - \hat{\underline{y}}(t)$ nachgeführt wird.

Bild 7.1 zeigt die Struktur von System und Beobachter.

Für den Beobachtungsfehler

$$\tilde{\underline{x}}(t) = \underline{x}(t) - \hat{\underline{x}}(t) \quad (7.6)$$

gilt dann mit den Gleichungen (7.1), (7.2), (7.4), (7.5) und (7.6):

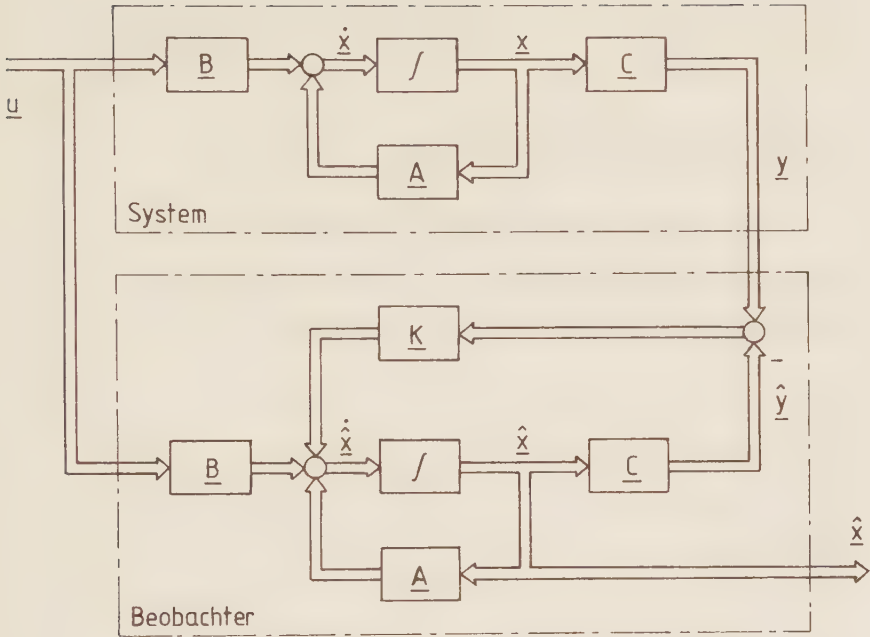


Bild 7.1 Lineares System und Beobachter

$$\dot{\tilde{x}}(t) = (\underline{A} - \underline{K} \underline{C}) \tilde{x}(t) \quad . \quad (7.7)$$

Man erhält also eine homogene Differentialgleichung, deren allgemeine Lösung sich zu

$$\tilde{x}(t) = e^{\underline{F} t} \underline{x}(0) \quad , \quad (7.8)$$

mit der Abkürzung

$$\underline{F} = \underline{A} - \underline{K} \underline{C} \quad (7.9)$$

ergibt.

Besitzt die Matrix $\underline{F}$ stabile Eigenwerte, so konvergiert der Beobachtungsfehler gegen Null. Durch die freie Wahl von $\underline{K}$ können die Eigenwerte von $\underline{F}$

vorgegeben werden. Je kleiner die Eigenwerte sind, bzw. je weiter links sie in der s - Ebene liegen, desto schneller klingt der Beobachtungsfehler ab.

7.2 Beobachter bei der Asynchronmaschine

7.2.1 Zustandsbeschreibung von System und Beobachter

Ausgehend von den Gleichungen (2.2 - 2.7) folgt im ständerfesten Koordinatensystem für die Asynchronmaschine in Zustandsform:

$$\begin{bmatrix} \dot{\psi}_{1\alpha} \\ \dot{\psi}_{1\beta} \\ \dot{\psi}_{2\alpha} \\ \dot{\psi}_{2\beta} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -a & 0 & aX & 0 \\ 0 & -a & 0 & aX \\ bY & 0 & -b & -n \\ 0 & bY & n & -b \end{bmatrix}}_{\underline{A}(n)} \underbrace{\begin{bmatrix} \psi_{1\alpha} \\ \psi_{1\beta} \\ \psi_{2\alpha} \\ \psi_{2\beta} \end{bmatrix}}_{\underline{x}(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{B}} \underbrace{\begin{bmatrix} u_{1\alpha} \\ u_{1\beta} \end{bmatrix}}_{\underline{u}(t)} \quad (7.10a)$$

$$\dot{\underline{x}}(t) = \underline{A}(n) \underline{x}(t) + \underline{B} \underline{u}(t) \quad (7.10b)$$

$$\begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} c & 0 & -cX & 0 \\ 0 & c & 0 & -cX \end{bmatrix}}_{\underline{C}} \underbrace{\begin{bmatrix} \psi_{1\alpha} \\ \psi_{1\beta} \\ \psi_{2\alpha} \\ \psi_{2\beta} \end{bmatrix}}_{\underline{x}(t)} \quad (7.11a)$$

$$\underline{y}(t) = \underline{C} \underline{x}(t) \quad (7.11b)$$

Die Bewegungs- und Drehmomentengleichung kann folgendermaßen zusammengefaßt werden:

$$\dot{n} = \frac{1}{T_A} \left[\underbrace{c X (\psi_{1\beta} \psi_{2\alpha} - \psi_{1\alpha} \psi_{2\beta})}_{d_M} - d_L \right] \quad (7.12)$$

Dabei gelten die Abkürzungen:

$$X = \frac{X_h}{X_2} \quad (7.13a)$$

$$Y = \frac{X_h}{X_1} \quad (7.13b)$$

$$\sigma = 1 - X Y \quad (7.13c)$$

$$a = \frac{R_1}{\sigma X_1} \quad (7.13d)$$

$$b = \frac{R_2}{\sigma X_2} \quad (7.13e)$$

$$c = \frac{1}{\sigma X_1} \quad (7.13f)$$

Anhand der multiplikativen Verknüpfung der Zustandsgrößen in Gleichung (7.12) ersieht man, daß die Asynchronmaschine ein nichtlineares System darstellt. Spaltet man die Bewegungsgleichung (7.12), welche die nichtlineare Drehmomentbildung beinhaltet ab, so erhält man ein lineares Teilsystem 4. Ordnung, dessen Systemmatrix außer von den Maschinenparametern, auch von der meßtechnisch zugänglichen Drehzahl abhängt.

Eingangsgrößen sind die Ständerspannungskomponenten, während die Ständerstromkomponenten die Ausgangsgrößen bilden.

Das verbleibende lineare Teilsystem soll wegen der Drehzahlabhängigkeit der Systemmatrix als zeitvariant angesehen werden. Zu diesem Teilsystem, bei dem die Flußkomponenten als Zustandsgrößen auftreten, wird

ein Beobachter entworfen.

Die in Abschnitt 7.1 angestellten Betrachtungen gehen von übereinstimmenden Matrizen $\underline{A}$, $\underline{B}$ und $\underline{C}$ bei System und Beobachter aus. Diese Annahme ist nicht zutreffend, wenn die Systemparameter nicht exakt bekannt sind und darüber hinaus betriebsmäßigen Änderungen unterliegen können. Deshalb werden zur Unterscheidung zwischen System und Beobachter die Beobachterparameter und die diese enthaltenden Matrizen mit einem Apostroph versehen. Die Beobachtergleichungen lauten:

$$\dot{\hat{\underline{x}}}(t) = \underline{A}'(n') \hat{\underline{x}}(t) + \underline{B} u(t) + \underline{K}(n') (\underline{y}(t) - \hat{\underline{y}}(t)) \quad (7.14)$$

$$\hat{\underline{y}}(t) = \underline{C}' \hat{\underline{x}}(t) \quad (7.15)$$

mit

$$\hat{\underline{x}}(t) = \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{1\alpha} \\ \hat{\psi}_{1\beta} \\ \hat{\psi}_{2\alpha} \\ \hat{\psi}_{2\beta} \end{bmatrix}, \quad \underline{A}'(n') = \begin{bmatrix} -a' & 0 & a'X' & 0 \\ 0 & -a' & 0 & a'X' \\ b'Y' & 0 & -b' & -n' \\ 0 & b'Y' & n' & -b' \end{bmatrix}$$

$$\underline{B} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \underline{C}' = \begin{bmatrix} c' & 0 & -c'X' & 0 \\ 0 & c' & 0 & -c'X' \end{bmatrix}$$

(7.16a)

$$\underline{K}(n') = \begin{bmatrix} k_{11}(n') & k_{12}(n') \\ k_{21}(n') & k_{22}(n') \\ k_{31}(n') & k_{32}(n') \\ k_{41}(n') & k_{42}(n') \end{bmatrix}, \quad \underline{u}(t) = \begin{bmatrix} u_{1\alpha} \\ u_{1\beta} \end{bmatrix}$$

$$\underline{y}(t) = \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix}, \quad \hat{\underline{y}}(t) = \begin{bmatrix} \hat{i}_{1\alpha} \\ \hat{i}_{1\beta} \end{bmatrix} \quad (7.16b)$$

und den Abkürzungen

$$X' = \frac{X'_h}{X'_2} \quad (7.17a)$$

$$Y' = \frac{X'_h}{X'_1} \quad (7.17b)$$

$$\sigma' = 1 - X' Y' \quad (7.17c)$$

$$a' = \frac{R'_1}{\sigma' X'_1} \quad (7.17d)$$

$$b' = \frac{R'_2}{\sigma' X'_2} \quad (7.17e)$$

$$c' = \frac{1}{\sigma' X'_1} \quad (7.17f)$$

Für die Beobachterparameter werden in den nachfolgenden Berechnungen, ebenso wie bei den Modellen (Kap. 6), die im Anhang aufgeführten Daten der Labor-Asynchronmaschine zugrunde gelegt. Insbesondere dienen zur Beobachtereinstellung wieder die mittleren Widerstandswerte $\bar{R}_1$ und $\bar{R}_2$.

Bedingt durch Meßfehler kann die dem Beobachter zugeführte Drehzahl von der tatsächlichen Maschinendrehzahl abweichen, d.h.

$$n = n' + \Delta n \quad (7.18)$$

Wegen der Drehzahlabhängigkeit der Systemmatrix wird in Gl. (7.14) die Rückführmatrix allgemein als Funktion der gemessenen Drehzahl n' angesetzt. Bild 7.2 zeigt die Struktur von System und Beobachter zur Schätzung der Flußkomponenten der Asynchronmaschine.

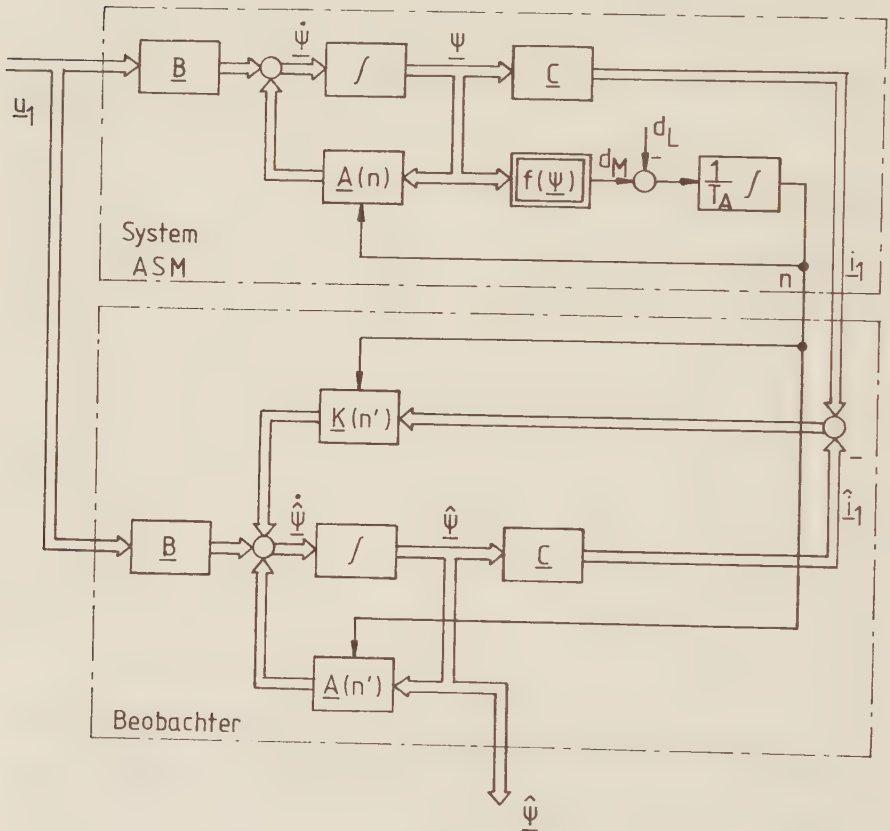


Bild 7.2 Prinzipielle Struktur von Asynchronmaschine und Beobachter

Aus den Gleichungen (7.14) bis (7.16) folgt das in Bild 7.3 dargestellte Strukturbild des Beobachters.

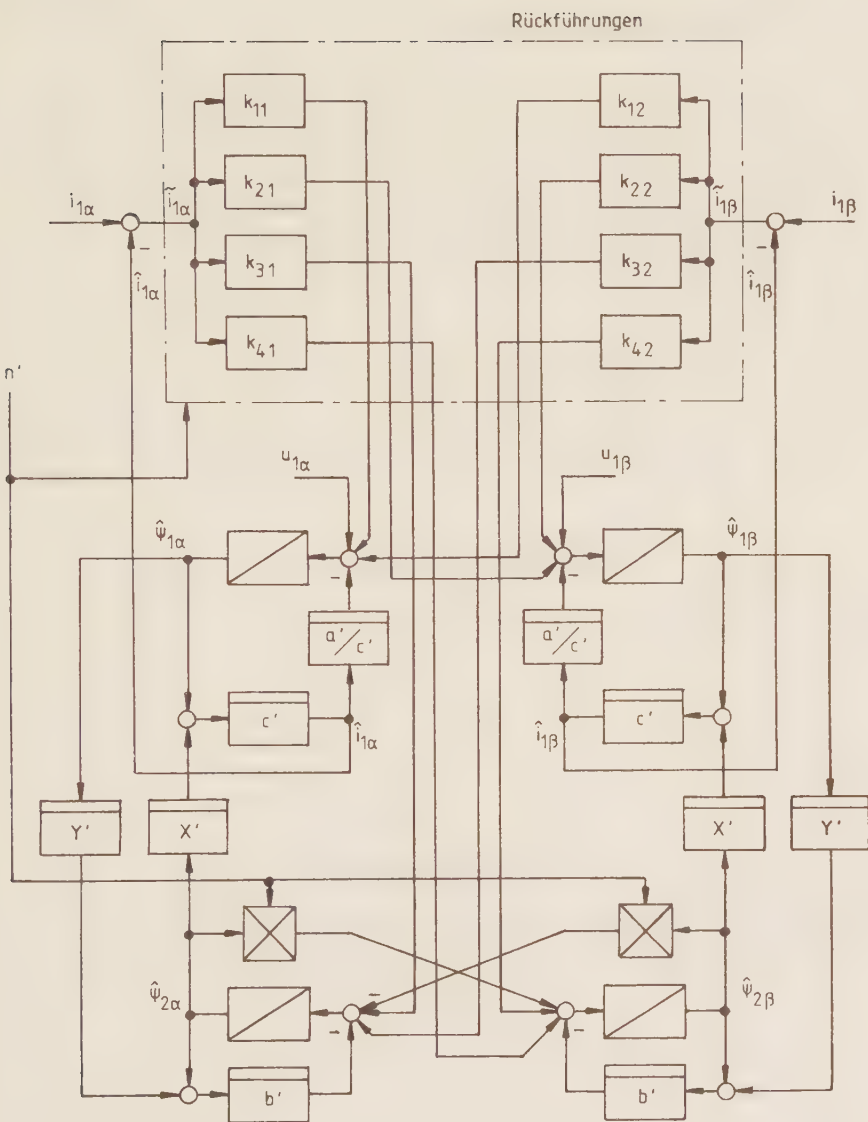


Bild 7.3 Strukturbild des Beobachters

7.2.2 Überprüfung der Beobachtbarkeit

Die Zustandsgrößen lassen sich genau dann aus den gemessenen Ein- und Ausgangsgrößen $\underline{u}(t)$ und $\underline{y}(t)$ rekonstruieren, wenn das System beobachtbar ist. Dazu ist es hinreichend, daß die sogenannte Beobachtbarkeitsmatrix $\underline{M}(t)$ den Rang der Systemmatrix aufweist. Die für zeitvariante Systeme erweiterte Beobachtbarkeitsmatrix hat folgende Gestalt /14/:

$$\underline{M}(t) = \begin{bmatrix} \underline{C}(t) \\ L\{\underline{C}(t)\} \\ L^2\{\underline{C}(t)\} \\ \vdots \\ L^{n-1}\{\underline{C}(t)\} \end{bmatrix} \quad (7.19)$$

mit

$$L\{\ast\} := \ast \underline{A}(t) + \frac{d}{dt} \ast \quad (7.20a)$$

und

$$L^{k+1}\{\ast\} := L\{L^k\{\ast\}\} \quad (7.20b)$$

Bei Anwendung dieser Rechenvorschrift auf das Teilsystem der Asynchronmaschine ergibt sich für $\underline{M}(t)$ eine 8×4 - Matrix. Zur Überprüfung der Beobachtbarkeit genügt es, eine 4×4 - Teilmatrix $\underline{M}_T(t)$ von $\underline{M}(t)$ zu finden, so daß gilt /64/:

$$\det \underline{M}_T(t) \neq 0 \quad (7.31)$$

Mit $\dot{\underline{C}}(t) = 0$ kann man folgende Teilmatrix $\underline{M}_T(t)$ bilden:

$$\underline{M}_T(t) = \begin{bmatrix} \underline{C} \\ \underline{C} \quad \underline{A} \end{bmatrix} = c \begin{bmatrix} 1 & 0 & -X & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -X \\ -a-bXY & 0 & (a+b)X & nX \\ 0 & -a-bXY & -nX & (a+b)X \end{bmatrix}. \quad (7.22)$$

Für die Determinante von $\underline{M}_T(t)$ gilt:

$$\det \underline{M}_T(t) = c^4 X^2 (b^2 \sigma^2 + n^2) > 0. \quad (7.23)$$

Damit ist die vollständige Beobachtbarkeit für das Teilsystem gezeigt.

7.2.3 Vereinfachung der Rückführmatrix des Beobachters

Die in Gl. (7.14) angesetzte Rückführmatrix $\underline{K}(n')$ hat folgende Gestalt:

$$\underline{K}(n') = \begin{bmatrix} k_{11}(n') & k_{12}(n') \\ k_{21}(n') & k_{22}(n') \\ k_{31}(n') & k_{32}(n') \\ k_{41}(n') & k_{42}(n') \end{bmatrix} \quad (7.24)$$

Betrachtet man das Strukturbild des Beobachters (Bild 7.3), so kann aufgrund der symmetrischen Anordnung eine Vereinfachung der Rückführmatrix $\underline{K}(n')$ erzielt werden.

Der Fehler $\tilde{i}_{1\alpha}$ der Stromkomponente $i_{1\alpha}$ wird mit der Gewichtung $k_{11}(n')$ auf den Integrierer der Flußkomponente $\hat{\psi}_{1\alpha}$ zurückgeführt. Ebenso wird die Fehlerkomponente $\tilde{i}_{1\beta}$ proportional mit $k_{22}(n')$ auf die Flußkomponente $\hat{\psi}_{1\beta}$ aufgeschaltet. Aus Symmetriegründen ist es sinnvoll, beide Gewichtungsfaktoren gleich groß zu wählen ($k_{11}(n') = k_{22}(n')$).

Das gleiche gilt auch für die Rückführkoeffizienten $k_{31}(n')$ und $k_{42}(n')$, d.h. $k_{31}(n') = k_{42}(n')$. Die Rückführungen der Fehlerkomponente $\hat{i}_{1\alpha}$ auf die Flußkomponenten $\hat{\psi}_{1\beta}$ und $\hat{\psi}_{2\beta}$ und die Rückführungen von $\hat{i}_{1\beta}$ auf $\hat{\psi}_{1\alpha}$ und $\hat{\psi}_{2\alpha}$, die eine weitere Verkopplung des Systems bewirken, müssen etwas genauer untersucht werden. Dazu ist es notwendig, die Signalwege von $\hat{i}_{1\alpha}$ auf $\hat{\psi}_{1\beta}$ und von $\hat{i}_{1\beta}$ auf $\hat{\psi}_{1\alpha}$ zu betrachten. Man stellt fest, daß diese unterschiedliches Vorzeichen aufweisen. Der Grund liegt in dem am Eingang des Integrators für $\hat{\psi}_{2\alpha}$ befindlichen Minuszeichens (Bild 7.3), welches die exakte Symmetrie der Anordnung verhindert. Diese Unsymmetrie im Vorzeichen gilt auch für die Signalwege von $\hat{i}_{1\alpha}$ auf $\hat{\psi}_{2\beta}$ und von $\hat{i}_{1\beta}$ auf $\hat{\psi}_{2\alpha}$. Deshalb ist es sinnvoll, von folgenden Beziehungen zwischen den Elementen der Gewichtsmatrix auszugehen:

$$k_{11}(n') = k_{22}(n') = k_1(n') \quad (7.25a)$$

$$k_{21}(n') = -k_{12}(n') = k_2(n') \quad (7.25b)$$

$$k_{31}(n') = k_{42}(n') = k_3(n') \quad (7.25c)$$

$$k_{41}(n') = -k_{32}(n') = k_4(n') \quad (7.25d)$$

Damit hat $\underline{K}(n')$ untenstehende Struktur:

$$\underline{K}(n') = \begin{bmatrix} k_1(n') & -k_2(n') \\ k_2(n') & k_1(n') \\ k_3(n') & -k_4(n') \\ k_4(n') & k_3(n') \end{bmatrix} \quad (7.26)$$

Hiermit ist jedoch noch keine Aussage darüber gemacht, welches Vorzeichen die Koeffizienten $k_1(n')$, ..., $k_4(n')$ letztlich haben werden.

7.2.4 Zusammenhang zwischen den Beobachterpolen und den Rückführkoeffizienten

Die Dynamik des Beobachters hängt, wie man anhand der Gleichungen (7.14) und (7.15) ableiten kann, von der Wahl der Eigenwerte der Matrix $\underline{F}' = \underline{A}' - \underline{K}'(n') \underline{C}'$ ab. Sind diese gewählt, so gibt es im allgemeinen bei Systemen mit mehr als einer Ausgangsgröße unendlich viele Matrizen $\underline{F}'$, die diese Eigenwerte aufweisen /3,26/. Durch die Einschränkung der Gewichtsmatrix gemäß Gleichung (7.26) erhält man zur Berechnung der Rückführkoeffizienten 4 Gleichungen mit 4 Unbekannten, so daß diese durch die Lage der Pole eindeutig bestimmt sind.

Die Eigenwerte der Matrix $\underline{F}'$ berechnen sich aus den Nullstellen des charakteristischen Polynoms.

Aus

$$\det (s \underline{E} - \underline{F}') =$$

$$\begin{vmatrix} s+a'+c'k_1(n') & -c'k_2(n') & -a'X'-c'X'k_1(n') & c'X'k_2(n') \\ c'k_2(n') & s+a'+c'k_1(n') & -c'X'k_2(n') & -a'X'-c'X'k_1(n') \\ -b'Y'+c'k_3(n') & -c'k_4(n') & s+b'-c'X'k_3(n') & n'+c'X'k_4(n') \\ c'k_4(n') & -b'Y'+c'k_3(n') & -n'-c'X'k_4(n') & s+b'-c'X'k_3(n') \end{vmatrix} \quad (7.27)$$

folgt

$$\det (s \underline{E} - \underline{F}') = s^4 + Q_3 s^3 + Q_2 s^2 + Q_1 s + Q_0 \quad (7.28)$$

mit

$$Q_3 = 2 (a' + b' + c' k_1(n') - c' X' k_3(n')) \quad (7.29a)$$

$$Q_2 = (a' + b' + c' k_1(n') - c' X' k_3(n'))^2 + 2 (a' + c' k_1(n')) b' \sigma' + \\ 2c' n' k_2(n') + (n' - c' k_2(n') + c' X' k_4(n')) \quad (7.29b)$$

$$Q_1 = 2 \{ (a' + b' + c' k_1(n') - c' X' k_3(n')) [(a' + c' k_1(n')) b' \sigma' + c' n' k_2(n')] + \\ (n' - c' k_2(n') + c' X' k_4(n')) [(a' + c' k_1(n')) n' - b' c' \sigma' k_2(n')] \} \quad (7.29c)$$

$$Q_0 = \left[(a' + c' k_1(n'))^2 + (c' k_2(n'))^2 \right] (b'^2 \sigma'^2 + n')^2 \quad (7.29d)$$

Nach einer Umformung nimmt das charakteristische Polynom nachstehende Gestalt an:

$$\det (s \underline{\underline{E}} - \underline{\underline{F}}) = \left[s^2 + s (a' + b' + c' k_1(n') - c' X' k_3(n')) + \right. \\ \left. (a' + c' k_1(n')) b' \sigma' + c' n' k_2(n') \right]^2 + \\ \left[s (n' - c' k_2(n') + c' X' k_4(n')) + \right. \\ \left. (a' + c' k_1(n')) n' - b' c' \sigma' k_2(n') \right]^2 \quad (7.30)$$

Durch Nullsetzen von Gl. (7.30) und nachfolgendes Wurzelziehen können die Eigenwerte der Beobachtermatrix bei gegebenen Rückführkoeffizienten berechnet werden.

Als Ergebnis erhält man 2 konjugiert komplexe Polpaare:

$$s_{1/2} = (P_1 + P_2) \pm j (P_3 + P_4) \quad (7.31)$$

$$s_{3/4} = (P_1 - P_2) \pm j (P_3 - P_4) \quad , \quad (7.32)$$

mit

$$P_1 = -0,5 (a' + b' + c' k_1(n') - c' X' k_3(n')) \quad (7.33a)$$

$$P_2 = \sqrt{0,5 (Z_3 + Z_1)} \quad (7.33b)$$

$$P_3 = 0,5 (n' + c' X' k_4(n') - c' k_2(n')) \quad (7.33c)$$

$$P_4 = \sqrt{0,5 (Z_3 - Z_1)} \quad (7.33d)$$

$$Z_1 = P_1^2 - P_3^2 - (a' + c' k_1(n')) b' \sigma' - n' c' k_2(n') \quad (7.33e)$$

$$Z_2 = 2 P_1 P_3 + (a' + c' k_1(n')) n' - c' k_2(n') b' \sigma' \quad (7.33f)$$

$$Z_3 = \sqrt{Z_1^2 + Z_2^2} \quad (7.33g)$$

In umgekehrter Weise ist es möglich, aus vorgegebenen Pollagen die dazugehörigen Rückführkoeffizienten zu berechnen. Dazu werden die gewünschten Pole allgemein als konjugiert komplex angesetzt:

$$\lambda_{1/2}(n') = x_1(n') \pm j y_1(n') \quad (7.34)$$

$$\lambda_{3/4}(n') = x_2(n') \pm j y_2(n') \quad (7.35)$$

Durch ausmultiplizieren folgt dann für das Beobachterpolynom P_B :

$$\begin{aligned} P_B = & s^4 + \\ & s^3 (2(-x_1 - x_2) + \\ & s^2 (x_1^2 + x_2^2 + 4 x_1 x_2 + y_1^2 + y_2^2) + \\ & s (-2) (x_1 x_2^2 + x_1 y_2^2 + x_2 x_1^2 + x_2 y_1^2) + \\ & x_1^2 x_2^2 + x_1^2 y_2^2 + y_1^2 x_2^2 + y_1^2 y_2^2 \end{aligned} \quad (7.36)$$

Gleichung (7.36) läßt sich wiederum umformen, so daß gilt:

$$P_B = \left[s^2 - s(x_1 + x_2) + x_1 x_2 - y_1 y_2 \right]^2 + \left[s(y_1 + y_2) - (x_1 y_1 + x_2 y_1) \right]^2 \quad (7.37)$$

Es kann nun leicht ein Koeffizientenvergleich mit Gleichung (7.30) durchgeführt werden. Man erhält daraus die Rückführkoeffizienten in Abhängigkeit von der Pollage, den im Beobachter fest eingestellten Maschinenkonstanten und der gemessenen Drehzahl:

$$k_1(n') = \frac{1}{c'} \left[-a' + \frac{\sigma' b' (x_1 x_2 - y_1 y_2) - n' (x_1 y_2 + x_2 y_1)}{\sigma'^2 b'^2 + n'^2} \right] \quad (7.38a)$$

$$k_2(n') = \frac{1}{c'} \left[\frac{\sigma' b' (x_1 y_2 + x_2 y_1) + n' (x_1 x_2 - y_1 y_2)}{\sigma'^2 b'^2 + n'^2} \right] \quad (7.38b)$$

$$k_3(n') = \frac{1}{c' X'} \left[x_1 + x_2 + b' + \frac{\sigma' b' (x_1 x_2 - y_1 y_2) - n' (x_1 y_2 + x_2 y_1)}{\sigma'^2 b'^2 + n'^2} \right] \quad (7.38c)$$

$$k_4(n') = \frac{1}{c' X'} \left[y_1 + y_2 - n' + \frac{\sigma' b' (x_1 y_2 + x_2 y_1) + n' (x_1 x_2 - y_1 y_2)}{\sigma'^2 b'^2 + n'^2} \right] \quad (7.38d)$$

7.2.5 Stationärer Fehler der Läuferflußnachbildung bei Parameterfehlabgleich

Zur Beurteilung der Güte der Nachbildung wird beim Beobachter, ebenso wie bei den Modellen, die stationär bleibende Abweichung aufgrund von Parameterverstimmungen herangezogen. Dazu werden zuerst die stationären Flußkomponenten der Maschine, und anschließend die des Beobachters bestimmt. Die Berechnungen erfolgen der Einfachheit halber in einem synchron mit dem Ständerspannungszeiger umlaufenden Koordinatensystem, d.h.:

$$u_{1x} = U_1 \quad (7.39a)$$

$$u_{1y} = 0 \quad (7.39b)$$

Nach der Koordinatentransformation nehmen die Maschinengleichungen (7.10) und (7.11) mit

$$\omega_1 = n + \omega_2 \quad (7.40)$$

folgende Gestalt an:

$$\begin{bmatrix} \dot{\psi}_{1x} \\ \dot{\psi}_{1y} \\ \dot{\psi}_{2x} \\ \dot{\psi}_{2y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a & \omega_1 & aX & 0 \\ -\omega_1 & -a & 0 & aX \\ bY & 0 & -b & \omega_2 \\ 0 & bY & -\omega_2 & -b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{1x} \\ \psi_{1y} \\ \psi_{2x} \\ \psi_{2y} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_1 \quad (7.41)$$

$$\begin{bmatrix} i_{1x} \\ i_{1y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c & 0 & -cX & 0 \\ 0 & c & 0 & -cX \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{1x} \\ \psi_{1y} \\ \psi_{2x} \\ \psi_{2y} \end{bmatrix} \quad (7.42)$$

Stationär stehen die Raumzeiger im synchron mit dem Spannungszeiger umlaufenden Koordinatensystem still, d.h.

$$\dot{\psi}_{1x} = \dot{\psi}_{1y} = \dot{\psi}_{2x} = \dot{\psi}_{2y} = 0 \quad (7.43)$$

Resultierend bleibt ein lineares Gleichungssystem zur Bestimmung der stationären Flußkomponenten der Maschine:

$$\begin{bmatrix} -a & \omega_1 & aX & 0 \\ -\omega_1 & -a & 0 & aX \\ bY & 0 & -b & \omega_2 \\ 0 & bY & -\omega_2 & -b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{1x} \\ \psi_{1y} \\ \psi_{2x} \\ \psi_{2y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_1 \quad (7.44)$$

Mit Hilfe der Cramerschen Regel berechnen sich diese zu:

$$\psi_{1x} = \frac{D_1}{A} U_1 \quad (7.45a)$$

$$\psi_{1y} = \frac{D_2}{A} U_1 \quad (7.45b)$$

$$\psi_{2x} = \frac{D_3}{A} U_1 \quad (7.45c)$$

$$\psi_{2y} = \frac{D_4}{A} U_1 \quad (7.45d)$$

mit den Abkürzungen

$$A = a^2 (b^2 \sigma^2 + \omega_2^2) + 2ab (1-\sigma) \omega_1 \omega_2 + (b^2 + \omega_2^2) \omega_1^2 \quad (7.46a)$$

$$D_1 = a (b^2 \sigma + \omega_2^2) \quad (7.46b)$$

$$D_2 = - \left[ab (1-\sigma) \omega_2 + (b^2 + \omega_2^2) \omega_1 \right] \quad (7.46c)$$

$$D_3 = bY (ab\sigma - \omega_1 \omega_2) \quad (7.46d)$$

$$D_4 = -bY (a\omega_2 + b\omega_1) \quad (7.46e)$$

Unter Berücksichtigung von Gl. (7.42) folgt für die Ständerstromkomponenten:

$$i_{1x} = c \left(\frac{D_1}{A} - X \frac{D_3}{A} \right) U_1 = \frac{D_5}{A} U_1 \quad (7.47a)$$

$$i_{1y} = c \left(\frac{D_2}{A} - X \frac{D_4}{A} \right) U_1 = - \frac{D_6}{A} U_1 \quad (7.47b)$$

mit

$$D_5 = c \left[a (b^2 \sigma^2 + \omega_2^2) + b (1-\sigma) \omega_1 \omega_2 \right] \quad (7.48a)$$

$$D_6 = c (b^2 \sigma + \omega_2^2) \omega_1 \quad (7.48b)$$

Zur Bestimmung der stationären Endwerte des beobachteten Läuferflusses wird Gl. (7.14) und Gl. (7.15) in das synchron mit dem Ständerspannungszeiger umlaufende Koordinatensystem transformiert. Weiterhin wird künftig aus Gründen einer einfacheren Schreibweise die Kennzeichnung der allgemein möglichen Drehzahlabhängigkeit der Rückführkoeffizienten weggelassen, d.h.

$$k_v(n') = k_v \quad . \quad (7.49)$$

Für den stationären Fall ergibt sich analog Gleichung (7.44) ein lineares Gleichungssystem für die stationären Beobachterflußkomponenten:

$$\begin{bmatrix} -a' - c'k_1 & \omega_1 + c'k_2 & a'X' + c'X'k_1 & -c'X'k_2 \\ -\omega_1 - c'k_2 & -a' - c'k_1 & c'X'k_2 & a'X' + c'X'k_1 \\ b'Y' - c'k_3 & c'k_4 & -b' + c'X'k_3 & (\omega_2 + \Delta n) - c'X'k_4 \\ -c'k_4 & b'Y' - c'k_3 & -(\omega_2 + \Delta n) + c'X'k_4 & -b' + c'X'k_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{1x} \\ \hat{\psi}_{1y} \\ \hat{\psi}_{2x} \\ \hat{\psi}_{2y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \\ E_4 \end{bmatrix} U_1 \quad (7.50)$$

mit

$$E_1 = \frac{-k_1^D D_5 - k_2^D D_6 - A}{A} \quad (7.51a)$$

$$E_2 = \frac{-k_2^D D_5 + k_1^D D_6}{A} \quad (7.51b)$$

$$E_3 = \frac{-k_3^D D_5 - k_4^D D_6}{A} \quad (7.51c)$$

$$E_4 = \frac{-k_4^D D_5 + k_3^D D_6}{A} \quad . \quad (7.51d)$$

Die Elemente $(\omega_2 + \Delta n)$ in Gl. (7.50) entstehen nach der Koordinatentransformation durch Berücksichtigung der Beziehungen (7.18) und (7.40):

$$-n' + \omega_1 = -(n - \Delta n) + \omega_1 = -n + \Delta n + n + \omega_2 = \omega_2 + \Delta n \quad . \quad (7.52)$$

Durch Auflösen des Gleichungssystems (7.50) folgt für die nachgebildeten stationären Läuferflußkomponenten:

$$\hat{\psi}_{2x} = \left[\frac{F_1}{F_0} + \frac{F_3 D_5 + F_4 D_6}{A F_0} \right] U_1 \quad (7.53a)$$

$$\hat{\psi}_{2y} = \left[\frac{-F_2}{F_0} + \frac{F_4 D_5 - F_3 D_6}{A F_0} \right] U_1 \quad (7.53b)$$

Die Terme A , D_5 und D_6 enthalten die aktuellen Maschinenparameter, während die Terme F_0 , F_1 , F_2 , F_3 , F_4 von den im Beobachter eingestellten Parametern, den Rückführkoeffizienten und dem Drehzahlfehler Δn abhängen. Nach umfangreicher Rechnung erhält man für F_0 , F_1 , F_2 , F_3 , F_4 folgende Ausdrücke:

$$\begin{aligned} F_0 = & c'^2 \left[b'^2 \sigma'^2 + (\omega_2 + \Delta n)^2 \right] (k_1^2 + k_2^2) + c'^2 X'^2 \omega_1^2 (k_3^2 + k_4^2) - \\ & 2c'^2 X' \omega_1 (\omega_2 + \Delta n) (k_1 k_3 + k_2 k_4) - 2b'c'^2 X' \sigma' \omega_1 (-k_1 k_4 + k_2 k_3) + \\ & 2c' \left[a' \left[b'^2 \sigma'^2 + (\omega_2 + \Delta n)^2 \right] + b' (1 - \sigma') \omega_1 (\omega_2 + \Delta n) \right] k_1 + \\ & 2c' \left[b'^2 \sigma' + (\omega_2 + \Delta n)^2 \right] \omega_1 k_2 - 2c' \left[b' \omega_1 + a' (\omega_2 + \Delta n) \right] X' \omega_1 k_3 \\ & 2c' \left[a' b' \sigma' - \omega_1 (\omega_2 + \Delta n) \right] X' \omega_1 k_4 + a'^2 \left[b'^2 \sigma'^2 + (\omega_2 + \Delta n)^2 \right] + \\ & 2a' b' (1 - \sigma') \omega_1 (\omega_2 + \Delta n) + \left[b'^2 + (\omega_2 + \Delta n)^2 \right] \omega_1^2 \end{aligned} \quad (7.54a)$$

$$\begin{aligned} F_1 = & -b'c'^2 \sigma' (k_1 k_3 + k_2 k_4) + c'^2 (\omega_2 + \Delta n) (-k_1 k_4 + k_2 k_3) + \\ & b'^2 c' Y' \sigma' k_1 - b'c' Y' (\omega_2 + \Delta n) k_2 + c' \left[-a' b' \sigma' + \omega_1 (\omega_2 + \Delta n) \right] k_3 - \\ & c' \left[a' (\omega_2 + \Delta n) + b' \sigma' \omega_1 \right] k_4 + b' Y' \left[a' b' \sigma' - \omega_1 (\omega_2 + \Delta n) \right] \end{aligned} \quad (7.54b)$$

$$\begin{aligned}
 F_2 = & c'^2 X' \omega_1 (k_3^2 + k_4^2) - c'^2 (\omega_2 + \Delta n) (k_1 k_3 + k_2 k_4) - \\
 & b' c'^2 \sigma' (-k_1 k_4 + k_2 k_3) + b' c' Y' (\omega_2 + \Delta n) k_1 + b'^2 c' Y' \sigma' k_2 - \\
 & c' \left[a' (\omega_2 + \Delta n) + b' (1 + X' Y') \omega_1 \right] k_3 + \\
 & c' \left[a' b' \sigma' - \omega_1 (\omega_2 + \Delta n) \right] k_4 + b' Y' \left[a' (\omega_2 + \Delta n) + b' \omega_1 \right]
 \end{aligned} \quad (7.54c)$$

$$\begin{aligned}
 F_3 = & b'^2 c' Y' \sigma' (k_1^2 + k_2^2) - c' X' \omega_1^2 (k_3^2 + k_4^2) + \\
 & c' \left[a' b' \sigma' + \omega_1 (\omega_2 + \Delta n) \right] (k_1 k_3 + k_2 k_4) + \\
 & c' \left[-a' (\omega_2 + \Delta n) + b' (1 - 2X' Y') \omega_1 \right] (-k_1 k_4 + k_2 k_3) + \\
 & b' Y' \left[a' b' \sigma' - \omega_1 (\omega_2 + \Delta n) \right] k_1 + b' Y' \left[a' (\omega_2 + \Delta n) + b' \omega_1 \right] k_2 + \\
 & b' (a'^2 \sigma' + \omega_1^2) k_3 + \left[(a'^2 + \omega_1^2) (\omega_2 + \Delta n) + a' b' X' Y' \omega_1 \right] k_4
 \end{aligned} \quad (7.54d)$$

$$\begin{aligned}
 F_4 = & -b' c' Y' (\omega_2 + \Delta n) (k_1^2 + k_2^2) + a' c' X' \omega_1 (k_3^2 + k_4^2) + \\
 & c' \left[-a' (\omega_2 + \Delta n) + b' \omega_1 \right] (k_1 k_3 + k_2 k_4) - \\
 & c' \left[a' b' \sigma' + \omega_1 (\omega_2 + \Delta n) \right] (-k_1 k_4 + k_2 k_3) - \\
 & b' Y' \left[a' (\omega_2 + \Delta n) + b' \omega_1 \right] k_1 + b' Y' \left[a' b' \sigma' - \omega_1 (\omega_2 + \Delta n) \right] k_2 - \\
 & \left[(a'^2 + \omega_1^2) (\omega_2 + \Delta n) + a' b' X' Y' \omega_1 \right] k_3 + b' (a'^2 \sigma' + \omega_1^2) k_4
 \end{aligned} \quad (7.54e)$$

Es kann nun der relative Fehler

$$\bar{\bar{\Psi}}_2 = \frac{\Psi_2 - \hat{\Psi}_2}{|\Psi_2|} \quad (7.55)$$

gebildet werden. Mit den Gleichungen (7.45), (7.53) und (7.55) folgt

daraus in Komponentenschreibweise:

$$\tilde{\psi}_{2x} = \frac{\psi_{2x} - \hat{\psi}_{2x}}{|\psi_{-2}|} = \frac{\frac{D_3}{A} - \frac{F_1}{F_0} - \frac{F_3 D_5 + F_4 D_6}{A F_0}}{\frac{1}{A} \sqrt{D_3^2 + D_4^2}} \quad (7.56a)$$

$$\tilde{\psi}_{2y} = \frac{\psi_{2y} - \hat{\psi}_{2y}}{|\psi_{-2}|} = \frac{\frac{D_4}{A} + \frac{F_2}{F_0} - \frac{F_4 D_5 - F_3 D_6}{A F_0}}{\frac{1}{A} \sqrt{D_3^2 + D_4^2}} \quad (7.56b)$$

Für den Phasenfehler P_f und Amplitudenfehler A_f nach Gl. (6.7) und Gl. (6.8) gilt:

$$P_f = \arctan \frac{-F_2 A + F_4 D_5 - F_3 D_6}{F_1 A + F_3 D_5 + F_4 D_6} - \arctan \frac{D_4}{D_3} \quad (7.57)$$

$$A_f = 1 - \sqrt{\frac{(F_1 A + F_3 D_5 + F_4 D_6)^2 + (-F_2 A + F_4 D_5 - F_3 D_6)^2}{(D_3^2 + D_4^2) F_0^2}} \quad (7.58)$$

7.2.6 Beobachterentwurf nach dynamisch günstigen Gesichtspunkten

Ein in der Praxis häufig angewendetes Beobachterentwurfsverfahren besteht in der Vorgabe der Beobachterpole. Aufgrund der bisherigen Ergebnisse ist es möglich, diese derart vorzugeben, damit eine gewünschte Dynamik des Beobachters erzielt wird.

Die Beobachterpole werden im allgemeinen in der s - Ebene links von dem Systempolen angeordnet, so daß der Beobachtungsvorgang schneller abklingt als die Zeitvorgänge im System /26/.

Für das Teilsystem ergeben sich mit den im Anhang angegebenen Maschinenparametern aus den Gleichungen (7.31 - 7.33) für $k_v = 0$, die in Bild 7.4 dargestellten Polverläufe.

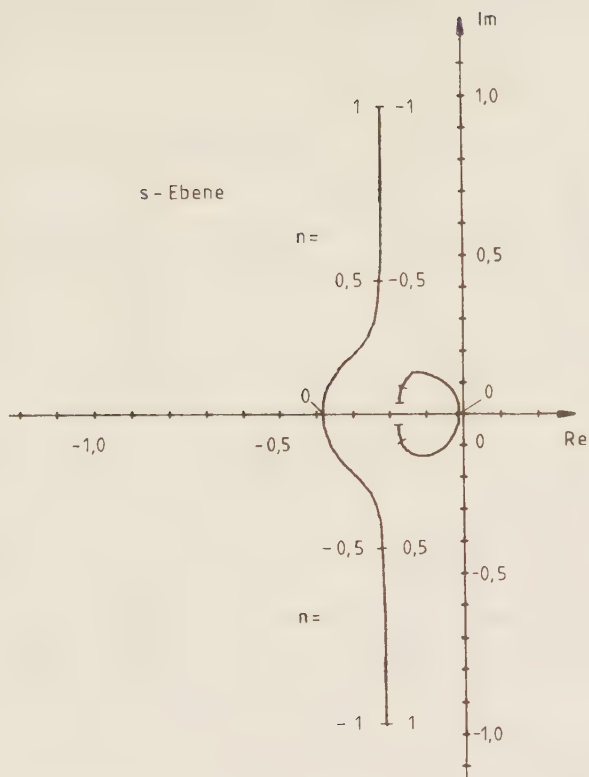


Bild 7.4 Verlauf der konjugiert komplexen Pole des Teilsystems als Funktion der Drehzahl

Gibt man für den Beobachter beispielsweise zwei reelle Doppelpole vor, so ist mit einem aperiodischen Einschwingvorgang zu rechnen. Wählt man z.B. den einen Doppelpol bei -1 und den anderen bei -3 , so können mit dem Gleichungssystem (7.38) die erforderlichen, in diesem Fall drehzahlabhängigen Rückführkoeffizienten berechnet werden.

Bild 7.5 zeigt das aufgrund der Polvorgabe erwartet gute Einschwingen des Beobachtungsfehlers $\tilde{\psi}_{2\beta}$ für den Fall, daß der Beobachter mit den Anfangs-

bedingungen Null zu dem Zeitpunkt wenn $\psi_{2\beta}$ seinen Maximalwert erreicht, zugeschaltet wird. Dabei wird von übereinstimmenden Parametern zwischen Beobachter und Maschine ausgegangen.

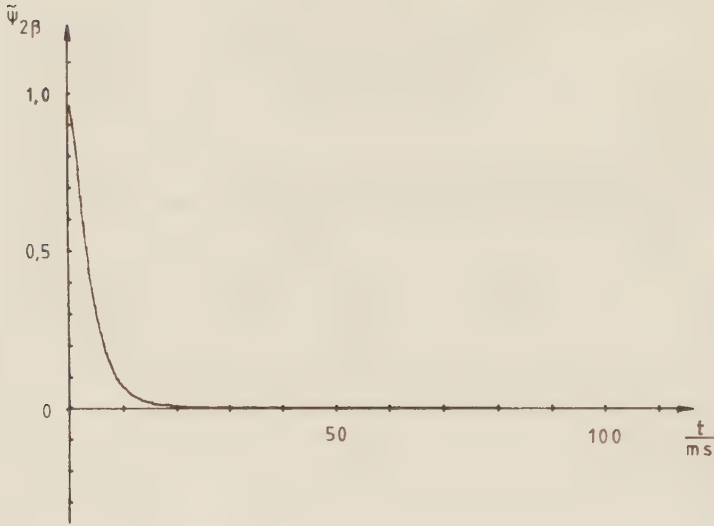


Bild 7.5 Einschwingvorgang des Beobachtungsfehlers $\tilde{\psi}_{2\beta}$ ($n = 1, \omega_2 = 0$)

Anhand des nächsten Bildes ist der Einfluß von Parameterfehlangepassungen auf den stationären Beobachtungsfehler ersichtlich.

In Bild 7.6 sind getrennte Abweichungen, als auch eine gemeinsame Verstimmung von Ständer- und Läuferwiderstand angenommen.

Man sieht, daß die hier auftretenden stationären Fehler meist größer als die Modellfehler nach Kap. 6 sind. Das gleiche gilt auch für die von Bellini /5,6/ vorgeschlagenen Beobachterentwürfe.

Es muß deshalb nach anderen Optimierungskriterien für einen gegenüber Parameterabweichungen unempfindlicheren Beobachter gesucht werden.

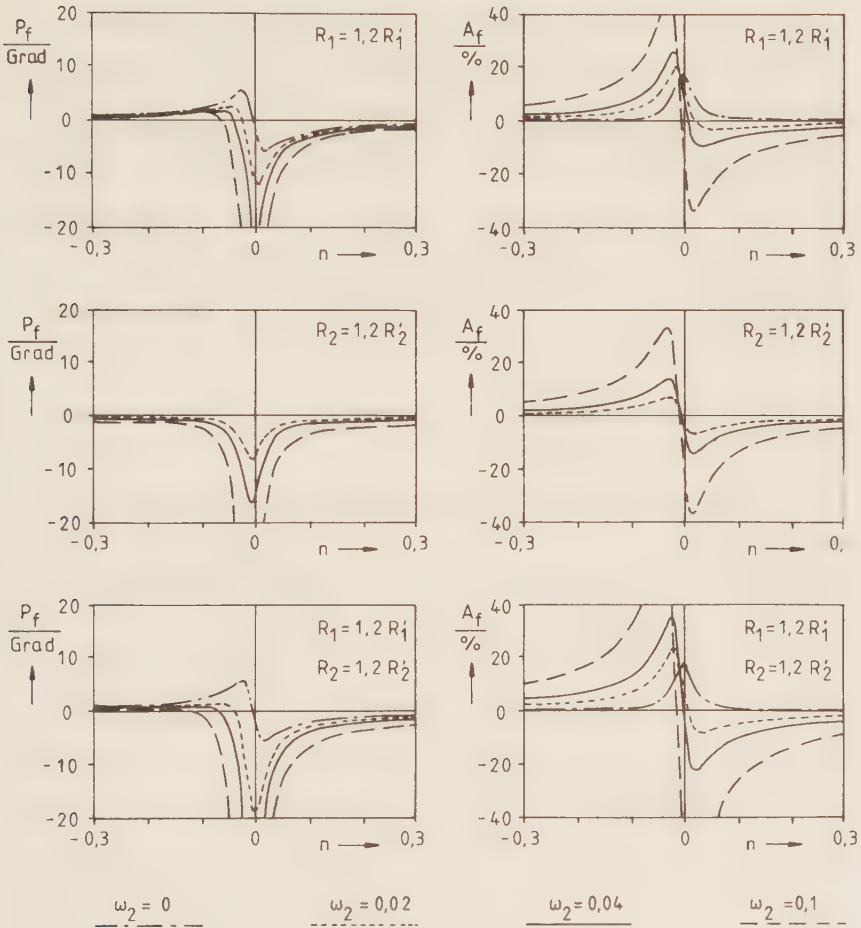


Bild 7.6 Stationärer Phasen- und Amplitudenfehler der Läuferflußnachbildung des dynamisch günstigen Beobachters bei Fehlanpassung der Maschinenwiderstände

7.2.7 Entwurf eines Beobachters mit geringer Parameterempfindlichkeit

7.2.7.1 Einführung von Empfindlichkeitsfunktionen

Im folgenden wird der Beobachterentwurf derart durchgeführt, daß dieser eine möglichst geringe Empfindlichkeit gegenüber Parameterschwankungen aufweist. Dazu werden sogenannte Empfindlichkeitsfunktionen definiert, mit deren Hilfe dann die hierfür optimalen Rückführkoeffizienten für den Beobachter berechnet werden.

Zur Erläuterung der grundsätzlichen Vorgehensweise wird zunächst angenommen, daß ausschließlich eine Verstimmung des Ständerwiderstands auftritt. Die relativen Fehler nach Gl. (7.56) sind dann Funktionen des Ständerwiderstandes der Maschine, wobei

$$\left. \tilde{\psi}_{2x} \right|_{R_1 = R'_1} = \left. \tilde{\psi}_{2y} \right|_{R_1 = R'_1} = 0 \quad (7.59)$$

gilt, da bei unverstimmter Maschine der stationäre Beobachtungsfehler verschwinden muß.

In Abhängigkeit von R_1 weisen die Komponenten von $\tilde{\psi}_2$ prinzipiell den in Bild 7.7 stellvertretend für $\tilde{\psi}_{2x}$ dargestellten Verlauf auf.

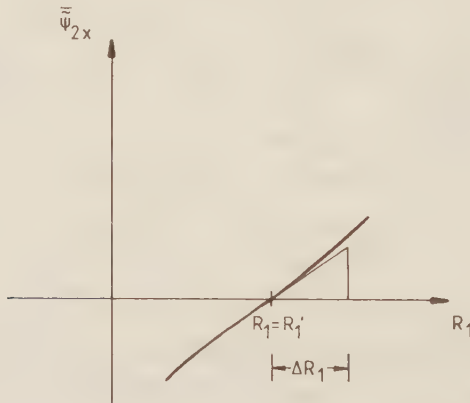


Bild 7.7 Prinzipieller Verlauf von $\tilde{\psi}_{2x} = f(R_1)$

Für kleine Abweichungen ΔR_1 gilt deshalb näherungsweise:

$$\epsilon_{2x} \approx \left. \frac{\partial \bar{\psi}_{2x}}{\partial R_1} \right|_* \Delta R_1 \quad (7.60a)$$

$$\epsilon_{2y} \approx \left. \frac{\partial \bar{\psi}_{2y}}{\partial R_1} \right|_* \Delta R_1 \quad (7.60b)$$

Die Ableitung wird an der Stelle des exakten Parameterabgleichs zwischen Beobachter und Maschine gebildet. Zur Vereinfachung findet dabei folgende Schreibweise Anwendung:

$$\left. \begin{array}{c} \\ * \end{array} \right| = \left. \begin{array}{c} R_1 = R'_1 \\ R_2 = R'_2 \\ \sigma = \sigma' \\ \Delta n = 0 \end{array} \right| \quad (7.61)$$

Für den Betrag des relativen Fehlerzeigers gilt:

$$\left| \bar{\psi}_{-2} \right| = \sqrt{\bar{\psi}_{2x}^2 + \bar{\psi}_{2y}^2} \quad (7.62)$$

Damit die Amplitude von $\bar{\psi}_{-2}$ minimal wird, müssen die Ableitungen in Gl. (7.60) möglichst klein sein.

Bei Verstimmungen des Läuferwiderstandes, der Streuung und der Drehzahl n gelten die gleichen Überlegungen. Setzt man für die Parameterabweichungen

$$\Delta R_1 = m_1 R'_1 \quad (7.63a)$$

$$\Delta R_2 = m_2 R'_2 \quad (7.63b)$$

$$\Delta \sigma = m_\sigma \sigma' \quad (7.63c)$$

$$\Delta n = m_n n \quad (7.63d)$$

so kann $\left| \bar{\psi}_{-2} \right|$ in Abhängigkeit jeweils eines verstimmten Parameters folgen-

dermaßen dargestellt werden:

$$|\bar{\epsilon}_2| \approx \sqrt{\left(\frac{\partial \bar{\psi}}{\partial R_1} \left| \frac{2x}{\partial R_1} \right|_* R_1'\right)^2 + \left(\frac{\partial \bar{\psi}}{\partial R_1} \left| \frac{2y}{\partial R_1} \right|_* R_1'\right)^2} \quad |m_1| \quad (7.64a)$$

$$|\bar{\epsilon}_2| \approx \sqrt{\left(\frac{\partial \bar{\psi}}{\partial R_2} \left| \frac{2x}{\partial R_2} \right|_* R_2'\right)^2 + \left(\frac{\partial \bar{\psi}}{\partial R_2} \left| \frac{2y}{\partial R_2} \right|_* R_2'\right)^2} \quad |m_2| \quad (7.64b)$$

$$|\bar{\epsilon}_2| \approx \sqrt{\left(\frac{\partial \bar{\psi}}{\partial \sigma} \left| \frac{2x}{\partial \sigma} \right|_* \sigma'\right)^2 + \left(\frac{\partial \bar{\psi}}{\partial \sigma} \left| \frac{2y}{\partial \sigma} \right|_* \sigma'\right)^2} \quad |m_\sigma| \quad (7.64c)$$

$$|\bar{\epsilon}_2| \approx \sqrt{\left(\frac{\partial \bar{\psi}}{\partial \Delta n} \left| \frac{2x}{\partial \Delta n} \right|_* n\right)^2 + \left(\frac{\partial \bar{\psi}}{\partial \Delta n} \left| \frac{2y}{\partial \Delta n} \right|_* n\right)^2} \quad |m_n| \quad (7.64d)$$

Nach den Überlegungen von Kap. 6.1 folgt:

$$|m_1| \approx 0,2 \quad (7.65a)$$

$$|m_2| \approx 0,2 \quad (7.65b)$$

$$|m_\sigma| \approx 0,2 \quad (7.65c)$$

$$|m_n| \approx 0,02 \quad (7.65d)$$

Aus den Gln. (7.64a - d) lassen sich nun sogenannte Empfindlichkeitsfunktionen ableiten, die die Empfindlichkeit des stationären Nachbildungsfehlers gegenüber Schwankungen der einzelnen Parameter beschreiben. Diese werden folgendermaßen definiert:

$$M_1 = \sqrt{\left(\frac{\partial \bar{\psi}}{\partial R_1} \left| \frac{2x}{\partial R_1} \right|_* R_1'\right)^2 + \left(\frac{\partial \bar{\psi}}{\partial R_1} \left| \frac{2y}{\partial R_1} \right|_* R_1'\right)^2} \quad (7.66a)$$

$$M_2 = \sqrt{\left(\frac{\partial \bar{\psi}}{\partial R_2} \left| \frac{2x}{\partial R_2} \right|_* R_2'\right)^2 + \left(\frac{\partial \bar{\psi}}{\partial R_2} \left| \frac{2y}{\partial R_2} \right|_* R_2'\right)^2} \quad (7.66b)$$

$$M_\sigma = \sqrt{\left(\frac{\partial \bar{\psi}}{\partial \sigma} \left| \frac{2x}{\partial \sigma} \right|_* \sigma'\right)^2 + \left(\frac{\partial \bar{\psi}}{\partial \sigma} \left| \frac{2y}{\partial \sigma} \right|_* \sigma'\right)^2} \quad (7.66c)$$

$$M_n = \sqrt{\left(\left. \frac{\partial \bar{\psi}}{\partial \Delta n} 2x \right|_* 0,1n \right)^2 + \left(\left. \frac{\partial \bar{\psi}}{\partial \Delta n} 2y \right|_* 0,1n \right)^2} \quad (7.66d)$$

Bei der Empfindlichkeitsfunktion bezüglich der Drehzahl wird der Faktor 0,1 eingeführt. Dieser hat seine Ursache darin, daß der als maximal angenommene Drehzahlfehler um den Faktor 0,1 kleiner ist, als die anderen Parameterschwankungen. Da die verschiedenen Empfindlichkeitsfunktionen später miteinander kombiniert werden sollen, muß der Einfluß der Drehzahlempfindlichkeit um den entsprechenden Faktor verkleinert werden.

Anhand der Fehleruntersuchungen in Kap. 6.2 ist zu erkennen, daß z.B. beim $\underline{u}_1, \underline{i}_1, n$ - Modell der stationäre Fehler bei einer gemeinsamen gleichsinnigen Verstimmung von Ständer- und Läuferwiderstand größer wird, als bei nur einer Ständer- oder Läuferwiderstandsverstimmung (Bilder 6.6 und 6.8). Beim $\underline{u}_1, n$ - Modell dagegen führt eine gleichsinnige Abweichung zu einer Kompensation der jeweiligen Fehlereinflüsse, so daß sich der stationäre Fehler verkleinert (Bilder 6.9 und 6.11).

Diese Tatsache wird durch Einführung einer zusätzlichen Empfindlichkeitsfunktion M_{12} , die den Einfluß einer gleichsinnigen Verstimmung von Ständer- und Läuferwiderstand beinhaltet, berücksichtigt:

$$M_{12} = \sqrt{\left(\left. \frac{\partial \bar{\psi}}{\partial R_1} 2x \right|_* R'_1 + \left. \frac{\partial \bar{\psi}}{\partial R_2} 2x \right|_* R'_2 \right)^2 + \left(\left. \frac{\partial \bar{\psi}}{\partial R_1} 2y \right|_* R'_1 + \left. \frac{\partial \bar{\psi}}{\partial R_2} 2y \right|_* R'_2 \right)^2} \quad (7.66e)$$

Zur Berechnung der einzelnen Empfindlichkeitsfunktionen müssen die Ableitungen der Komponenten des relativen Fehlers nach den einzelnen als veränderlich angenommenen Parametern gebildet werden.

Diese errechnen sich in allgemeiner Form zu:

$$\frac{\partial \bar{\bar{\psi}}_{2x}}{\partial p_i} = \frac{\left(\frac{\partial \psi_{2x}}{\partial p_i} - \frac{\partial \hat{\psi}_{2x}}{\partial p_i} \right) \sqrt{\psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2} - (\psi_{2x} - \hat{\psi}_{2x}) \frac{\partial}{\partial p_i} \sqrt{\psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2}}{\psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2} \quad (7.67a)$$

$$\frac{\partial \bar{\bar{\psi}}_{2y}}{\partial p_i} = \frac{\left(\frac{\partial \psi_{2y}}{\partial p_i} - \frac{\partial \hat{\psi}_{2y}}{\partial p_i} \right) \sqrt{\psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2} - (\psi_{2y} - \hat{\psi}_{2y}) \frac{\partial}{\partial p_i} \sqrt{\psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2}}{\psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2} \quad (7.67b)$$

wobei p_i mit $i = 1, 2, 3, 4$ für

$$p_1 = R_1 \quad (7.68a)$$

$$p_2 = R_2 \quad (7.68b)$$

$$p_3 = \sigma \quad (7.68c)$$

$$p_4 = \Delta n \quad (7.68d)$$

steht.

Für die Ableitungen an der Stelle des Parameterabgleichs gilt dann:

$$\left. \frac{\partial \bar{\bar{\psi}}_{2x}}{\partial p_i} \right|_* = \left. \frac{\frac{\partial \psi_{2x}}{\partial p_i} - \frac{\partial \hat{\psi}_{2x}}{\partial p_i}}{\sqrt{\psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2}} \right|_* \quad (7.69a)$$

$$\left. \frac{\partial \bar{\bar{\psi}}_{2y}}{\partial p_i} \right|_* = \left. \frac{\frac{\partial \psi_{2y}}{\partial p_i} - \frac{\partial \hat{\psi}_{2y}}{\partial p_i}}{\sqrt{\psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2}} \right|_* \quad (7.69b)$$

Daraus folgt für die einzelnen Empfindlichkeitsfunktionen:

$$M_1 = \sqrt{\left[\frac{\left. \frac{\partial \psi_{2x}}{\partial R_1} \right|_* - \left. \frac{\partial \hat{\psi}_{2x}}{\partial R_1} \right|_*}{\sqrt{\psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2}} \right]_*^2 R_1' + \left[\frac{\left. \frac{\partial \psi_{2y}}{\partial R_1} \right|_* - \left. \frac{\partial \hat{\psi}_{2y}}{\partial R_1} \right|_*}{\sqrt{\psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2}} \right]_*^2 R_1'} \quad (7.70a)$$

$$M_2 = \sqrt{\left[\frac{\left. \frac{\partial \psi_{2x}}{\partial R_2} \right|_* - \left. \frac{\partial \hat{\psi}_{2x}}{\partial R_2} \right|_*}{\sqrt{\psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2}} \right]_*^2 R_2' + \left[\frac{\left. \frac{\partial \psi_{2y}}{\partial R_2} \right|_* - \left. \frac{\partial \hat{\psi}_{2y}}{\partial R_2} \right|_*}{\sqrt{\psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2}} \right]_*^2 R_2'} \quad (7.70b)$$

$$M_\sigma = \sqrt{\left[\frac{\left. \frac{\partial \psi_{2x}}{\partial \sigma} \right|_* - \left. \frac{\partial \hat{\psi}_{2x}}{\partial \sigma} \right|_*}{\sqrt{\psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2}} \right]_*^2 \sigma' + \left[\frac{\left. \frac{\partial \psi_{2y}}{\partial \sigma} \right|_* - \left. \frac{\partial \hat{\psi}_{2y}}{\partial \sigma} \right|_*}{\sqrt{\psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2}} \right]_*^2 \sigma'} \quad (7.70c)$$

$$M_n = \sqrt{\left[\frac{\left. -\frac{\partial \hat{\psi}_{2x}}{\partial \Delta n} \right|_*}{\sqrt{\psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2}} \right]_{0,1n}^2 + \left[\frac{\left. -\frac{\partial \hat{\psi}_{2y}}{\partial \Delta n} \right|_*}{\sqrt{\psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2}} \right]_{0,1n}^2} \quad (7.70d)$$

$$M_{12} = \sqrt{\left[\frac{\left(\left. \frac{\partial \psi_{2x}}{\partial R_1} \right|_* - \left. \frac{\partial \hat{\psi}_{2x}}{\partial R_1} \right|_* \right) R_1' + \left(\left. \frac{\partial \psi_{2x}}{\partial R_2} \right|_* - \left. \frac{\partial \hat{\psi}_{2x}}{\partial R_2} \right|_* \right) R_2'}{\sqrt{\psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2}} \right]_*^2 + \left[\frac{\left(\left. \frac{\partial \psi_{2y}}{\partial R_1} \right|_* - \left. \frac{\partial \hat{\psi}_{2y}}{\partial R_1} \right|_* \right) R_1' + \left(\left. \frac{\partial \psi_{2y}}{\partial R_2} \right|_* - \left. \frac{\partial \hat{\psi}_{2y}}{\partial R_2} \right|_* \right) R_2'}{\sqrt{\psi_{2x}^2 + \psi_{2y}^2}} \right]_*^2} \quad (7.70e)$$

Mit Hilfe der Gleichungen (7.45), (7.46), (7.48), (7.53) und (7.54) können jetzt die einzelnen Empfindlichkeitsfunktionen bestimmt werden. Um die Ableitungen nach σ bilden zu können, wird X_h durch

$$X_h = \sqrt{X_1 X_2 - \sigma X_1 X_2} \quad (7.71)$$

ersetzt und die Reaktanzen $X_1 = X_1'$ und $X_2 = X_2'$ als konstant betrachtet.

7.2.7.2 Definition verschiedener Optimierungsfunktionen

Die Empfindlichkeitsfunktionen (7.70) bilden die Grundlage für den Entwurf eines gegenüber Parameterschwankungen robusten Beobachters.

Nimmt man wiederum an, von den Parametern der Maschine sei nur der Ständerwiderstand R_1 veränderlich, so würde die Empfindlichkeitsfunktion M_1 das richtige Kriterium zur Beobachterdimensionierung sein. In der Praxis muß jedoch mit einer Veränderung, bzw. ungenauer Kenntnis von mehreren Maschinenparametern gerechnet werden. Deshalb ist es sinnvoll, aus den einzelnen Empfindlichkeiten eine resultierende Empfindlichkeitsfunktion zu bilden. Dabei bieten sich mehrere Möglichkeiten an.

Die Empfindlichkeitsfunktion

$$M_R = \sqrt{M_1^2 + M_2^2} \quad (7.72)$$

berücksichtigt nur voneinander unabhängige Veränderungen von Ständer- und Läuferwiderstand, während in

$$M_{oR} = \sqrt{M_1^2 + M_2^2 + M_{12}^2} \quad (7.73)$$

zusätzlich noch eine gleichsinnige Verstimmung der Widerstände mit einbezogen ist.

Mit der Empfindlichkeitsfunktion

$$M_o = \sqrt{M_1^2 + M_2^2 + M_{12}^2 + M_\sigma^2 + M_n^2} \quad (7.74)$$

werden schließlich sämtliche Parameterfehlanspassungen umfaßt.

Die resultierenden Empfindlichkeitsfunktionen (7.72 - 7.74) sind von der Maschinendrehzahl n , der Belastung ω_2 , den Beobachterparametern $R'_1, R'_2, \sigma', X', Y'$, sowie den Beobachterrückführungen $k_1, \dots, k_4$ abhängig. Soll nun der Beobachter optimal bezüglich einer dieser definierten Empfindlichkeitsfunktionen ausgelegt werden, so sind die Rückführungen derart zu bestimmen, daß die jeweilige Empfindlichkeitsfunktion minimal wird. Wegen der Drehzahl- und Belastungsabhängigkeit der Empfindlichkeitsfunktionen können die optimalen Rückführungen immer nur für ein festes Wertepaar n und ω_2 angegeben werden.

Es besteht also das Problem, das Minimum einer Funktion von 4 Variablen und ihre zugehörigen Werte $k_1, \dots, k_4$ zu ermitteln. Für eine analytische Lösung, wäre die Funktion nach den einzelnen Variablen abzuleiten und die erhaltenen 4 Gleichungen Null zu setzen. Daraus müßten dann die 4 Unbekannten $k_1, \dots, k_4$ berechnet werden. Da in diesen Beziehungen die Unbekannten multiplikativ miteinander verknüpft sind und somit ein nichtlineares Gleichungssystem zu lösen wäre, ist zur Bestimmung der optimalen Rückführkoeffizienten ein numerisches Optimierungsverfahren vorzuziehen.

Anhand der Optimierungsergebnisse zeigt sich, daß bei Verwendung der Empfindlichkeitsfunktion M_{oR} (Gl. (7.73)) als Optimierungskriterium, mit den erhaltenen Rückführungen neben den Empfindlichkeiten M_1, M_2 und M_{12} , auch die Empfindlichkeiten M_σ und M_n gegenüber dem Fall ohne Rückführungen verkleinert werden können, obwohl letztere bei der Optimierung nicht berücksichtigt sind. Wird M_R (Gl. (7.72)) zur Optimierung herangezogen, so ergeben sich Rückführkoeffizienten, die außer für M_1 und M_2 , ebenso für M_σ und M_n günstige Verläufe bewirken. Die Empfindlichkeitsfunktion M_{12} nimmt jedoch hierbei besonders für $\omega_2 \geq 0,04$ ungünstige Werte an. Deshalb erfolgt die Beobachterdimensionierung auf der Grundlage der Empfindlichkeitsfunktion M_{oR} , während zur Beurteilung der Güte des Beobachters, insbesondere im Vergleich

zu den Modellen (Kap. 8) von der allgemeinen Empfindlichkeitsfunktion M_o ausgegangen wird.

Eine weitere Rechtfertigung für die Auswahl von M_{oR} anstelle von M_o als Optimierungskriterium ist auch aus den Fehlerbetrachtungen des u_1 , n - Modells, das die Grundlage für den Beobachter bildet, ersichtlich. Dort zeigt sich nämlich, daß Widerstandsverstimmungen einen wesentlich größeren Einfluß auf den Nachbildungsfehler haben, als σ - und n - Verstimmungen.

7.2.7.3 Stabilitätsuntersuchungen

Bei der Optimierung des Beobachters auf minimalen stationären Fehler mit Hilfe eines numerischen Optimierungsverfahrens muß sichergestellt sein, daß die damit berechneten Rückführkoeffizienten zu stabilen Beobachterpolen führen. Dazu sind einige Stabilitätsbedingungen einzuhalten, die einer vorherigen Untersuchung bedürfen.

Zur Gewährleistung der Stabilität müssen sich alle Beobachterpole auf der linken Seite der s - Ebene befinden. Mit den Gleichungen (7.31 - 7.33) kann eine diesbezügliche Überprüfung bei vorgegebenen Rückführungen durchgeführt werden. Für eine systematische Stabilitätsuntersuchung werden jeweils 3 Koeffizienten zu Null festgelegt und der vierte variabel gehalten. Eine Auflösung nach dem variablen Koeffizienten erscheint durch die Struktur der Gleichungen (7.31 - 7.33) schwierig. Deshalb wird zur Stabilitätsuntersuchung das Hurwitz-Kriterium /61/ herangezogen. Hierbei müssen zur Einhaltung der Stabilität Determinanten, die aus den Koeffizienten des charakteristischen Polynoms Gl. (7.28) gebildet werden, größer Null sein. Die Bilder 7.8, 7.9 zeigen die Auswertung des Hurwitz-Kriteriums mit den Daten der Versuchsmaschine.

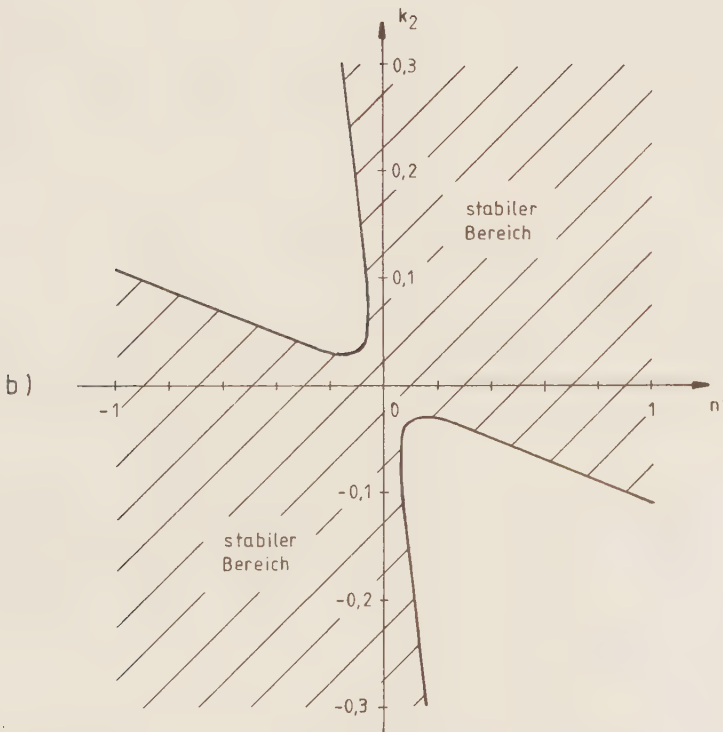
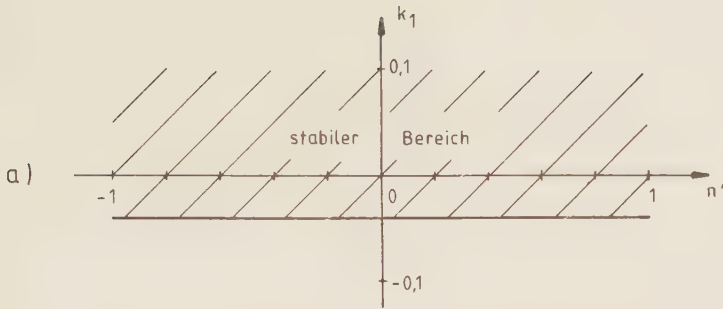


Bild 7.8 Auswertung des Hurwitz-Kriteriums für

a) $k_1 \neq 0, k_2 = k_3 = k_4 = 0$

b) $k_2 \neq 0, k_1 = k_3 = k_4 = 0$

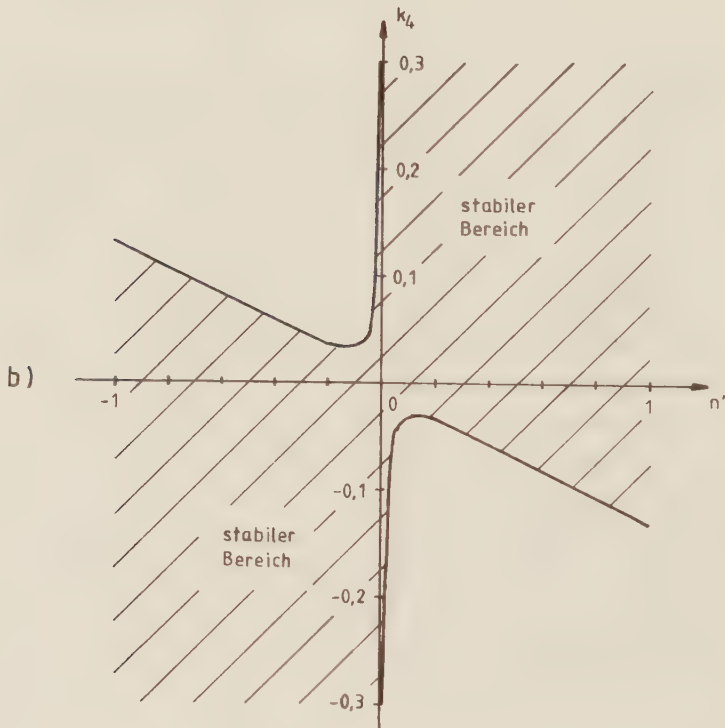
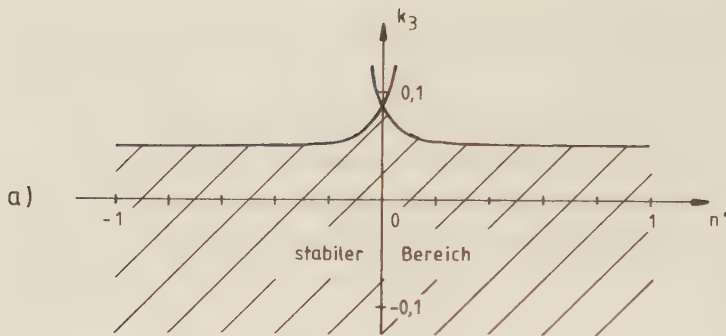


Bild 7.9 Auswertung des Hurwitz-Kriteriums für

a) $k_3 \neq 0, k_1 = k_2 = k_4 = 0$

b) $k_4 \neq 0, k_1 = k_2 = k_3 = 0$

Aufgrund der Untersuchungsergebnisse ist es sinnvoll, für die k_v ($v = 1 \dots 4$) aus Stabilitätsgründen folgende Randbedingungen einzuhalten:

$$k_1 \geq 0 \quad (7.75a)$$

$$k_2 = |k_2| \operatorname{sgn}(n') \quad (7.75b)$$

$$k_3 \leq 0 \quad (7.75c)$$

$$k_4 = |k_4| \operatorname{sgn}(n') \quad (7.75d)$$

Selbstverständlich muß mit den durch die Optimierung erhaltenen Rückführkoeffizienten mit Hilfe der Gleichungen (7.31 - 7.33) eine genaue Stabilitätsüberprüfung vorgenommen werden. Es zeigt sich jedoch, daß die Einhaltung der Bedingungen (7.75) immer zu stabilen Rückführkoeffizienten führt.

7.2.7.4 Berechnung der optimalen Rückführkoeffizienten

Zur numerischen Berechnung der optimalen Rückführkoeffizienten findet das sogenannte Fibonacci-Verfahren Anwendung /55/. Dabei wird durch eine Intervallschachtelung das Minimum einer Funktion ermittelt. Die Funktion kann von mehreren Variablen abhängen, doch wird vorausgesetzt, daß sie genau ein Minimum besitzt.

Beim Fibonacci-Verfahren müssen die Bereiche, in denen das Minimum gesucht werden soll, vorgegeben werden. Aus Gründen der einfacheren Realisierbarkeit ist es zweckmäßig, die optimalen Rückführungen betragsmäßig im Intervall

$$0 \leq |k_v| \leq 1 \quad (7.76)$$

zu suchen, wobei zusätzlich die Stabilitätsbedingungen (7.75a-d) einzuhalten sind.

Führt man die Optimierung mit den Parametern der Versuchsmaschine auf der Grundlage der Empfindlichkeitsfunktion M_{OR} durch, so erhält man

Beobachterrückführungen in Abhängigkeit von der Drehzahl n und der Belastung ω_2 . Diese sind starken Schwankungen unterworfen. Der Grund liegt darin, daß die Empfindlichkeitsfunktion M_{oR} wie noch in Kap. 7.2.7.5 nachgewiesen wird, näherungsweise nur vom Verhältnis der einzelnen k_v ($v = 1 \dots 4$) abhängt. Dadurch können mehrere nahezu gleichwertige Minimas auftreten. Diese Eigenschaft von M_{oR} rechtfertigt auch die freie Wahl des Suchintervalls nach Gl. (7.76). Daß das mit Hilfe des Fibonacci-Verfahrens gefundene Minimum das theoretisch erreichbare darstellt, wird ebenfalls in Kap. 7.2.7.5 gezeigt.

Mit den Ergebnissen des Optimierungsverfahrens wird eine Vereinfachung durchgeführt, mit dem Ziel, die Schwankungen der Rückführkoeffizienten über der Drehzahl zu reduzieren, ohne die Werte der Empfindlichkeitsfunktion M_{oR} um mehr als 3 % anwachsen zu lassen. In den Bildern 7.10 und 7.11 sind die auf diese Weise erhaltenen Rückführungen und in Bild 7.12 die zugehörige Empfindlichkeitsfunktion für verschiedene Belastungen ω_2 dargestellt.

Die stationären Amplitudenfehler bei einigen angenommenen Parameterverstimlungen sind in den Bildern 7.13 - 7.15 festgehalten.

Eine Realisierung der Rückführungen nach Bild 7.10 und 7.11, die Funktionen der Drehzahl n und der Belastung ω_2 sind, ist wegen des dazu notwendigen hohen Aufwandes nicht sinnvoll. Deshalb wird durch eine weitere Vereinfachung zunächst versucht, die Abhängigkeit von ω_2 zu beseitigen, um dann nach mehreren Vereinfachungsschritten schließlich konstante Rückführkoeffizienten zu erhalten. Diese Vereinfachungen werden so durchgeführt, daß die Maximalwerte von M_{oR} nur wenig anwachsen und vor allem die der Nennbelastung $\omega_2 = 0,04$ entsprechende Funktion M_{oR} einen günstigen Verlauf beibehält.

Es ergeben sich schließlich konstante Rückführkoeffizienten, die nur aus Stabilitätsgründen eine Vorzeichenumkehr bei $n' = 0$ benötigen.

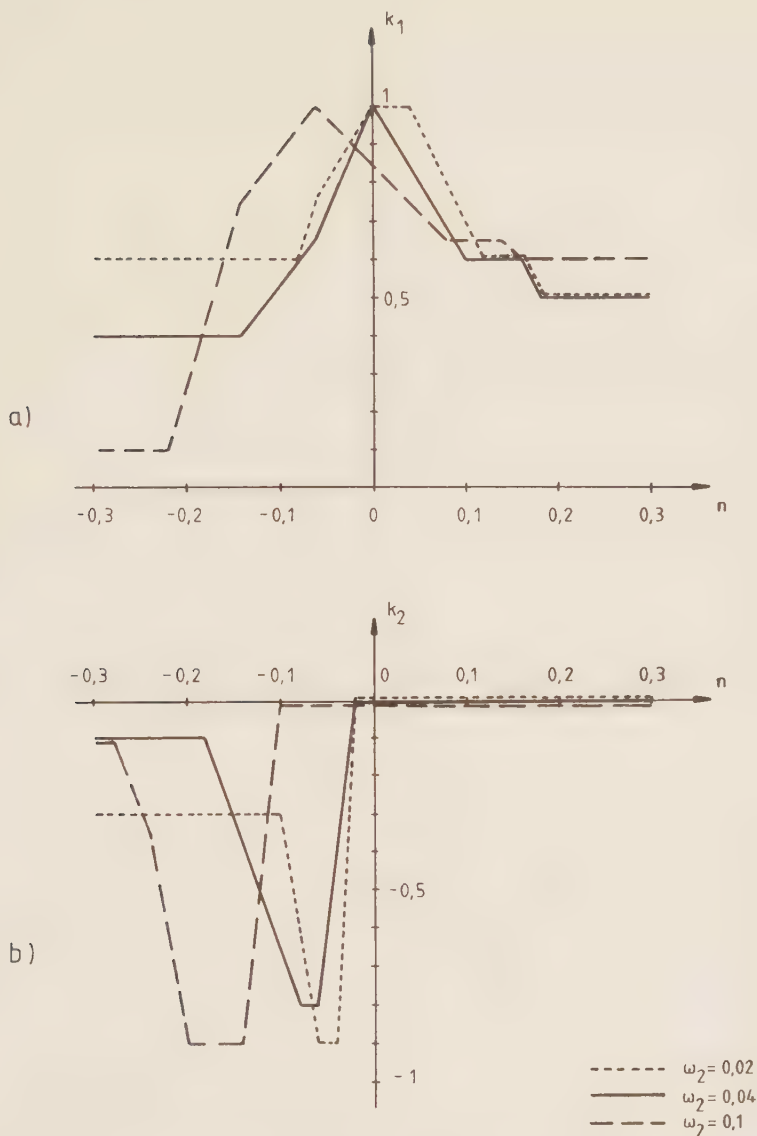


Bild 7.10 Optimale Rückführkoeffizienten für einen Beobachter mit geringer Parameterempfindlichkeit

a) $k_1 = f(n, \omega_2)$

b) $k_2 = f(n, \omega_2)$

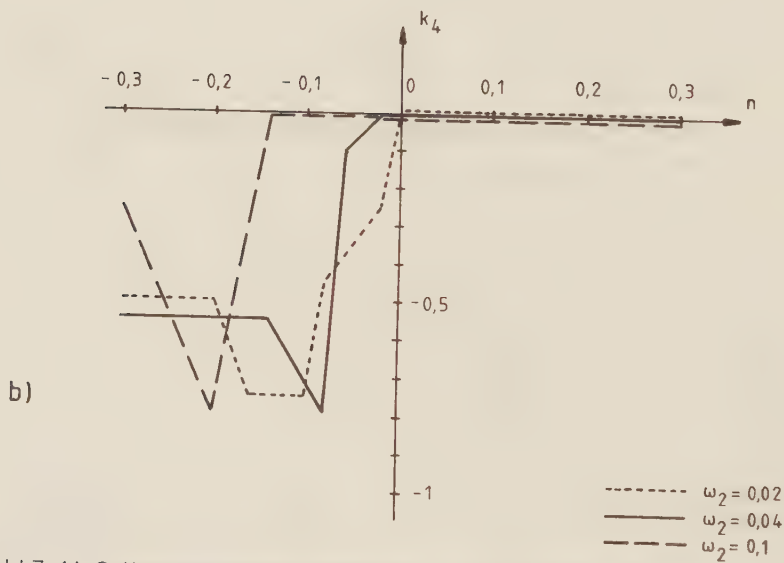
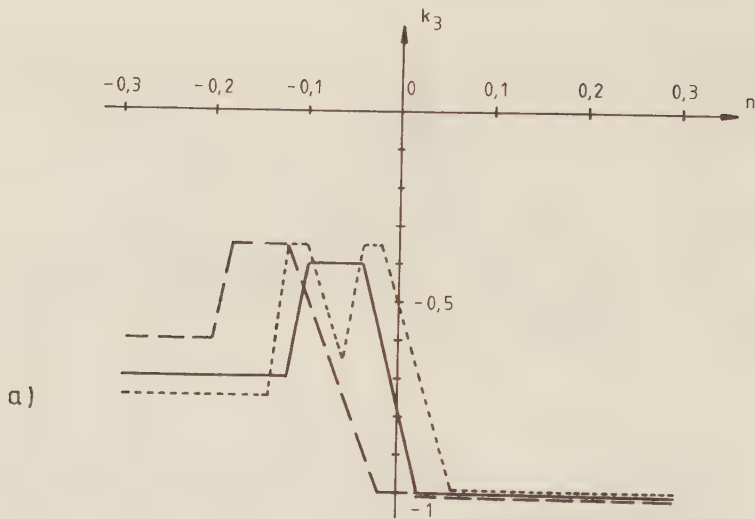


Bild 7.11 Optimale Rückführkoeffizienten für einen Beobachter mit geringer Parameterempfindlichkeit

a) $k_3 = f(n, \omega_2)$

b) $k_4 = f(n, \omega_2)$

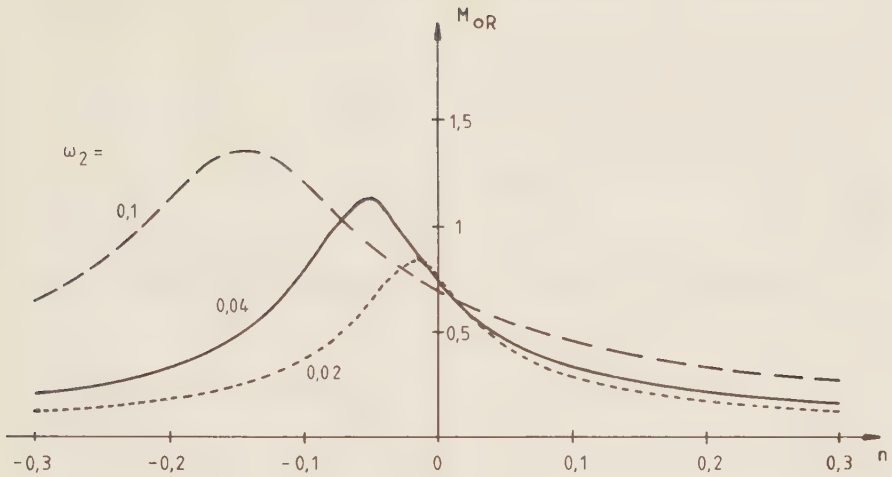


Bild 7.12 Verlauf der Empfindlichkeitsfunktion M_{oR} des Beobachters mit den Rückführungen nach Bild 7.10 und 7.11

Man erhält mit

$$k_1 = 0,85 \quad (7.77a)$$

$$k_2 = 0,5 \operatorname{sgn}(n') \quad (7.77b)$$

$$k_3 = -0,8 \quad (7.77c)$$

$$k_4 = 0,5 \operatorname{sgn}(n') \quad (7.77d)$$

einen gegenüber Parameterschwankungen robusten Beobachter, der mit verhältnismäßig wenig Aufwand realisierbar ist. Die Empfindlichkeitsfunktion M_{oR} zeigt Bild 7.16, während die stationären Fehler aufgrund von Parameterabweichungen in den Bildern 7.17 - 7.19 zu sehen sind.

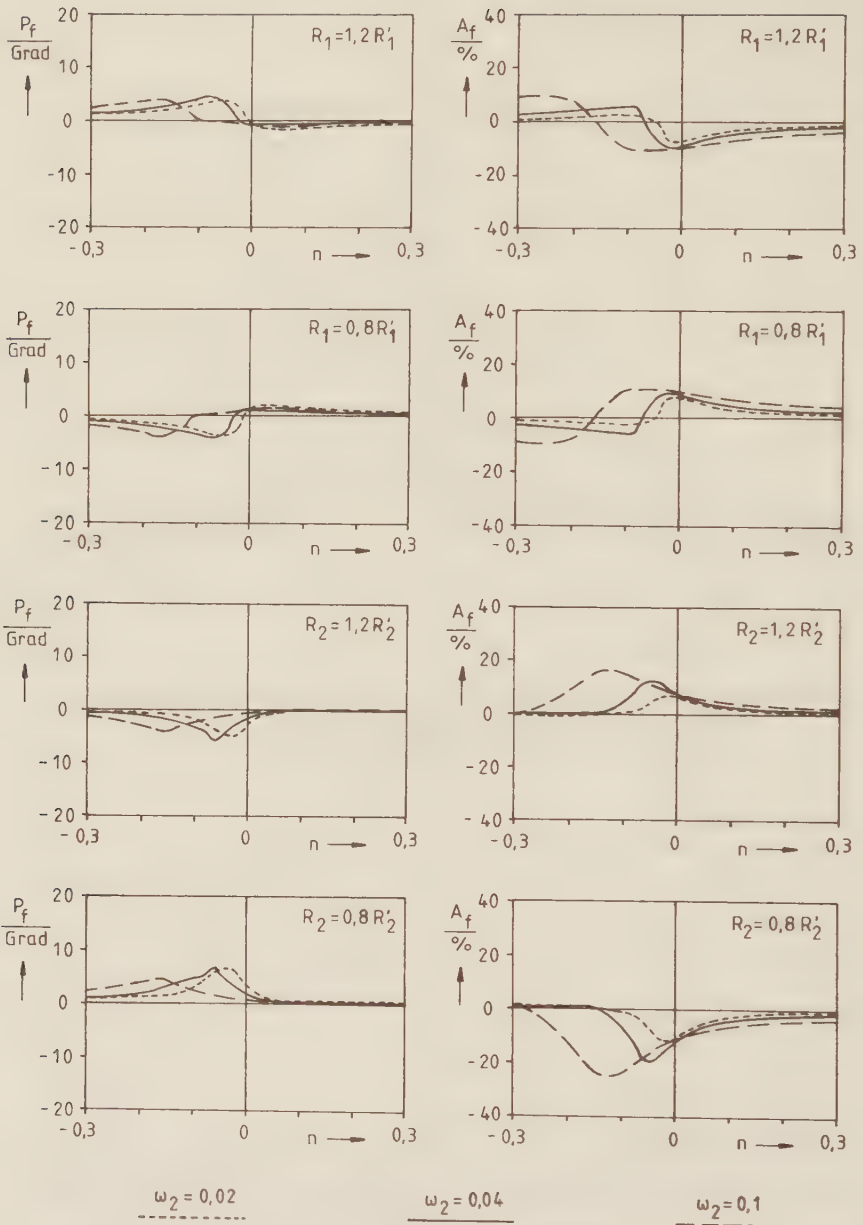


Bild 7.13 Stationärer Phasen- und Amplitudenfehler der Läuferflußnachbildung des Beobachters - mit bezüglich M_{or} optimalen Rückführungen - bei einer Fehlanpassung des Ständer- bzw. Läuferwiderstandes

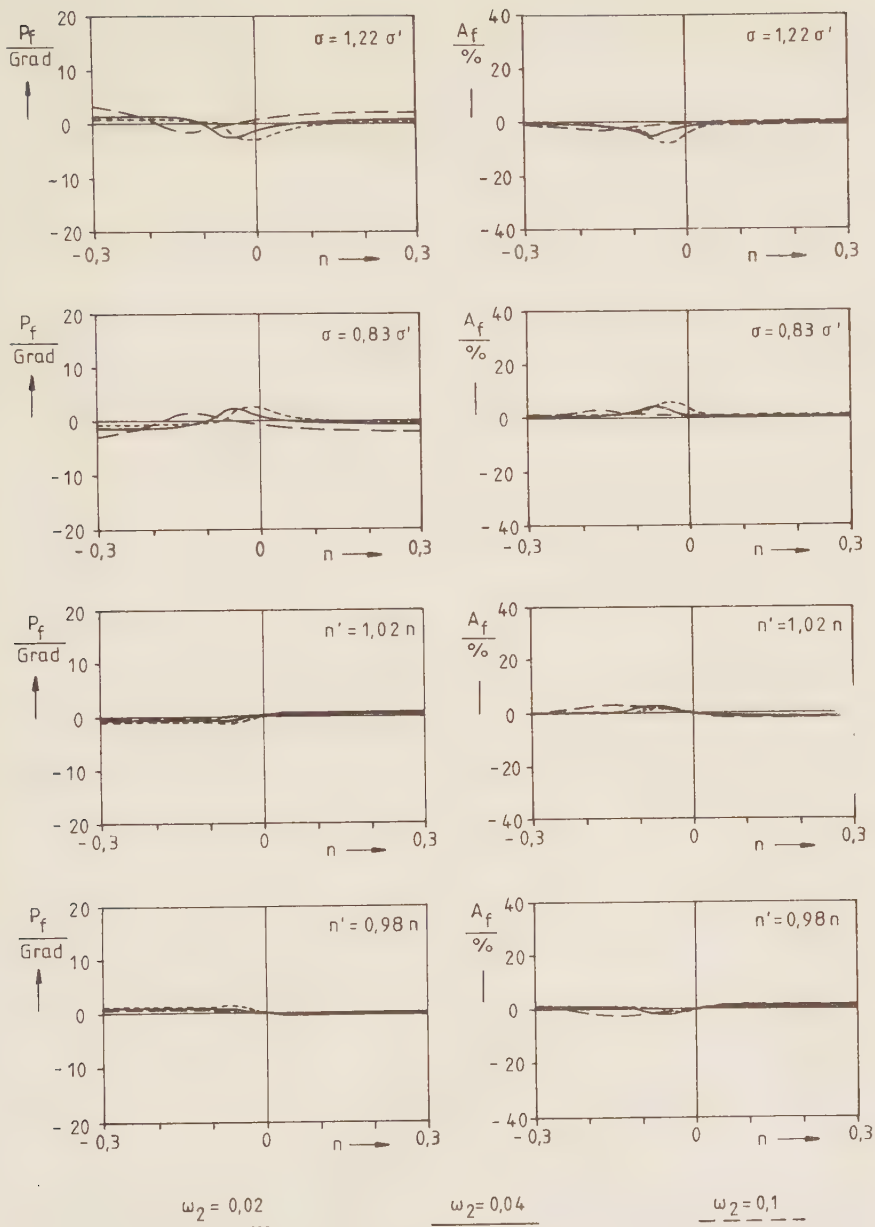


Bild 7.14 Stationärer Phasen- und Amplitudenfehler der Läuferflußnachbildung des Beobachters - mit bezüglich M_{OR} optimalen Rückführungen - bei einer Fehlanpassung der Reaktanzen bzw. bei einem Drehzahlmeßfehler

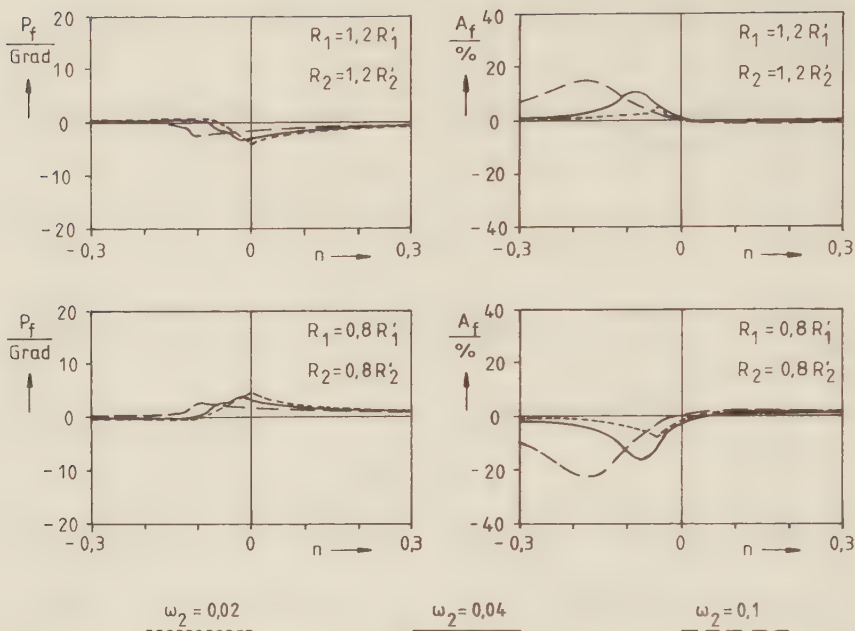


Bild 7.15 Stationärer Phasen- und Amplitudenfehler der Läuferflußnachbildung des Beobachters - mit bezüglich M_{oR} optimalen Rückführungen - bei einer gleichzeitigen Fehlanpassung von Ständer- und Läuferwiderstand

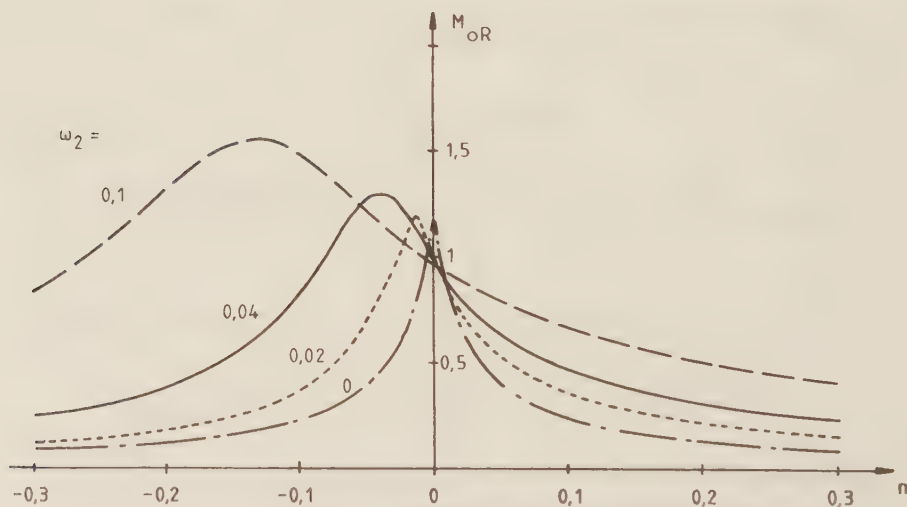


Bild 7.16 Verlauf der Empfindlichkeitsfunktion M_{oR} des Beobachters mit den Rückführungen, gemäß Gl. (7.77)

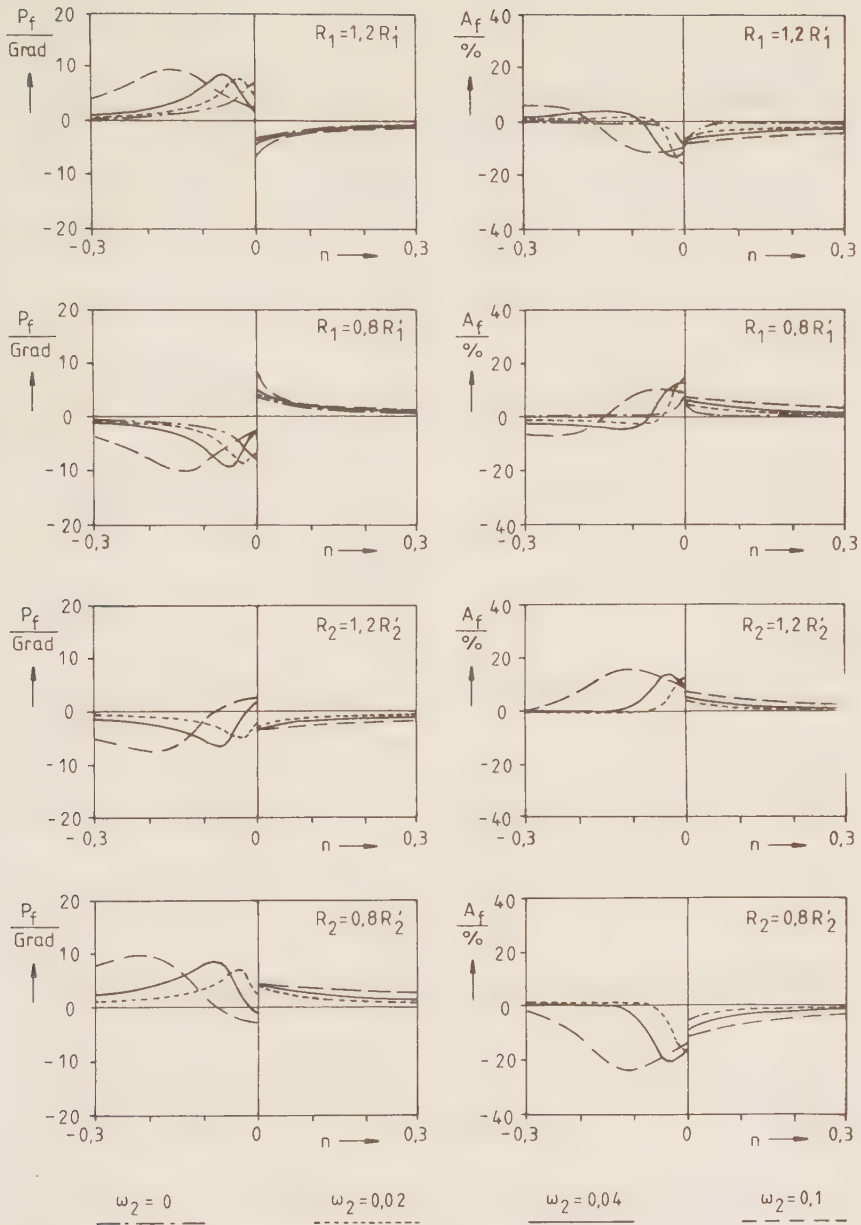


Bild 7.17 Stationärer Phasen- und Amplitudenfehler der Läuferflußnachbildung des Beobachters mit konstanten Rückführungen nach Gl. (7.77), bei einer Fehlanpassung des Ständer- bzw. Läuferwiderstandes

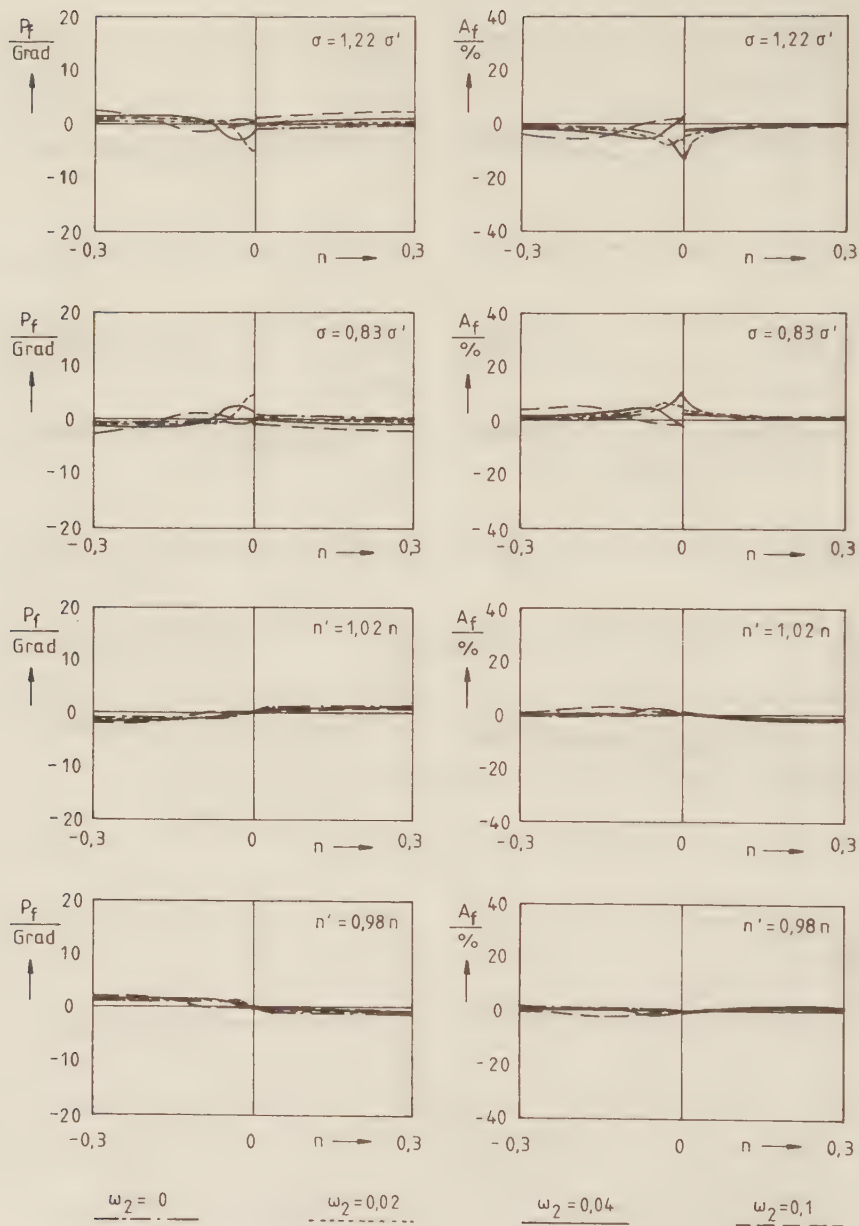


Bild 7.18 Stationärer Phasen- und Amplitudenfehler der Läuferflußnachbildung des Beobachters mit konstanten Rückführungen nach Gl. (7.77), bei einer Fehlanpassung der Reaktanzen bzw. bei einem Drehzahlmeßfehler

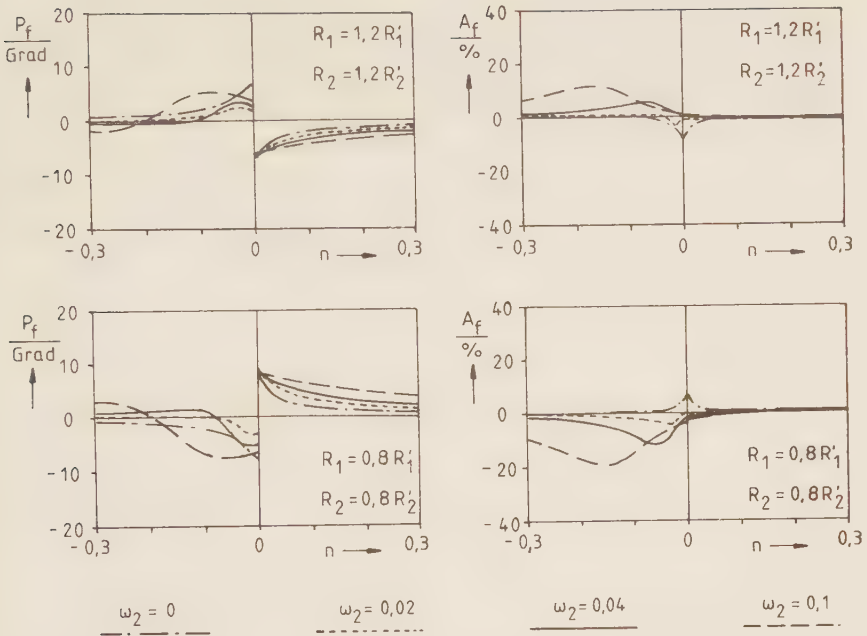


Bild 7.19 Stationärer Phasen- und Amplitudenfehler der Läuferflußnachbildung des Beobachters mit konstanten Rückführungen nach Gl. (7.77), bei einer gleichzeitigen Fehlanpassung des Ständer- und Läuferwiderstandes

Der Beobachter mit den konstanten Koeffizienten nach Gl.(7.77) weist zwar eine größere Parameterempfindlichkeit auf, als der mit den bezüglich der Empfindlichkeitsfunktion M_{OR} optimalen Rückführungen (Bilder 7.10 und 7.11), doch dürfte der Aufwand zur Realisierung der drehzahl- und belastungsabhängigen Rückführungen die damit erreichbare geringere Empfindlichkeit nicht rechtfertigen.

Um die mit den konstanten Rückführungen erzielte Parameterempfindlichkeit des Beobachters besser beurteilen zu können, wird in Kap.8 ein diesbezüglicher Vergleich mit den verschiedenen Modellen durchgeführt.

Ein weiterer interessanter Punkt ist die mit diesen Rückführkoeffizienten erreichte Beobachterdynamik. In Bild 7.20 sind außer den Polen des unverstimmten Teilsystems, die Pole des gegenüber Parameterschwankungen robusten Beobachters eingetragen.

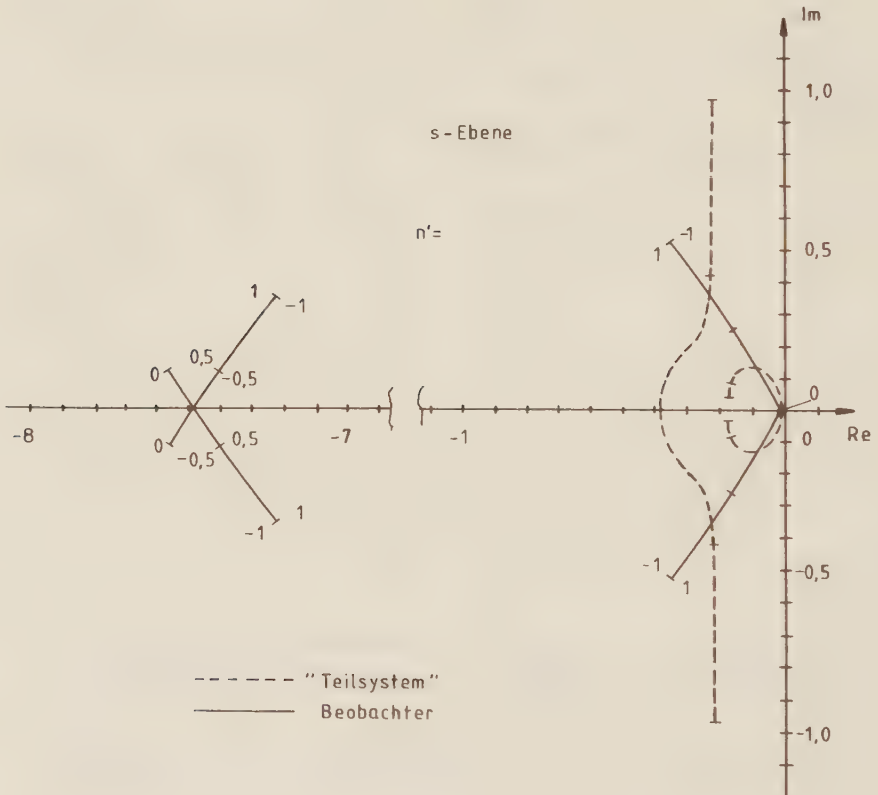


Bild 7.20 Verlauf der Pole des Teilsystems und des gegenüber Parameterschwankungen robusten Beobachters mit den Rückführungen nach Gl. (7.77)

Das Einschwingverhalten des Beobachterfehlers $\tilde{\psi}_{2\beta}$ bei übereinstimmenden Parametern zwischen Maschine und Beobachter zeigt Bild 7.21. Dabei wird genau zu dem Zeitpunkt, wenn $\psi_{2\beta}$ seinen Maximalwert erreicht, der Beobachter mit den Anfangsbedingungen Null zugeschaltet. Zum Vergleich ist zusätzlich das Einschwingverhalten des Teilsystems ohne Rückführungen ($\underline{u}_1$, n - Modell) dargestellt.

Man sieht, daß der Beobachter ein besseres dynamisches Verhalten aufweist.

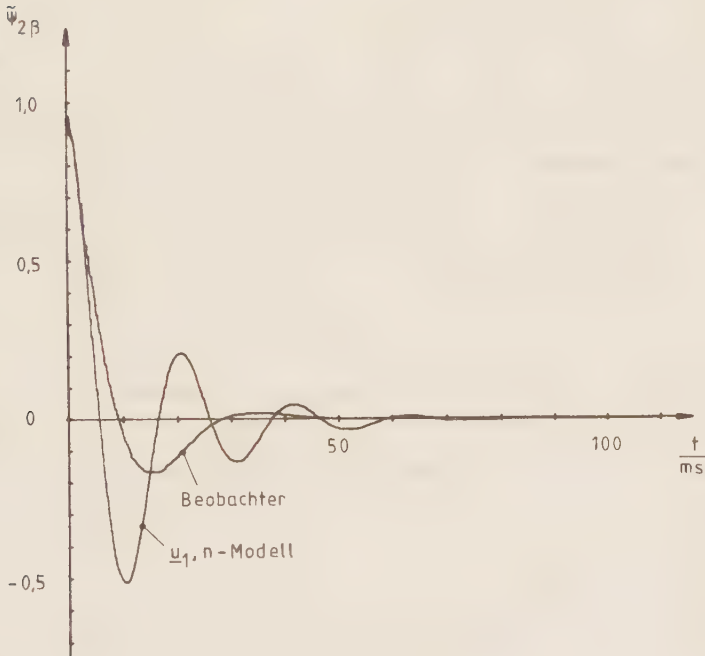


Bild 7.21 Einschwingverhalten der Fehlerkomponente $\tilde{\psi}_{2\beta}$ des Beobachters mit den Rückführungen nach Gl. (7.77) und des $\underline{u}_1$, n - Modells ($n' = n = 1, \omega_2 = 0$)

7.2.7.5 Besonderheiten der Empfindlichkeitsfunktion M_{oR}

Beim Fibonacci-Verfahren wird vorausgesetzt, daß sich in dem betrachteten Bereich genau ein Minimum befindet. Das kann jedoch durch die Struktur von M_{oR} nicht ohne weiteres angenommen werden. Es könnte durchaus sein, daß durch die Fibonaccisuche nur ein relatives Minimum ermittelt wird.

Deshalb muß überprüft werden, inwieweit das erhaltene Minimum von dem theoretisch erreichbaren Minimum abweicht.

Die Empfindlichkeitsfunktion

$$M_{oR} = \sqrt{M_1^2 + M_2^2 + M_{12}^2} \quad (7.78)$$

kann nach Einsetzen der einzelnen Teilempfindlichkeiten und einigen Umformungen, folgendermaßen angegeben werden:

$$M_{oR} = \frac{1}{A'F'_0 \sqrt{D_3'^2 + D_4'^2}} \sqrt{F_0'^2 \delta_1 + (F_3'^2 + F_4'^2) \delta_2 + F_0'F_3' \delta_3 + F_0'F_4' \delta_4} \quad (7.79)$$

Die Terme in Gl.(7.79) enthalten die Beobachterparameter und den Betriebspunkt. Die Ausdrücke F'_0 , F'_3 , F'_4 , die sich aus den Gl.n. (7.54a), (7.54d) und (7.54e) ergeben, sind zusätzlich von den Rückführungen $k_1, \dots, k_4$ abhängig.

Für die Abkürzungen gilt:

$$A' = a'^2 (b'^2 \sigma'^2 + \omega_2^2) + 2a'b' (1 - \sigma') \omega_1 \omega_2 + (b'^2 + \omega_2^2) \omega_1^2 \quad (7.80a)$$

$$F'_0 = F_0 \quad (\Delta n = 0) \quad (7.80b)$$

$$F'_3 = F_3 \quad (\Delta n = 0) \quad (7.80c)$$

$$F'_4 = F_4 \quad (\Delta n = 0) \quad (7.80d)$$

$$\begin{aligned} \delta_1 = 2 \{ & \left[(D'_{41}A' - D'_4A'_1)^2 + (D'_{31}A' - D'_3A'_1)^2 \right] R_1'^2 + \\ & \left[(D'_{42}A' - D'_4A'_2)^2 + (D'_{32}A' - D'_3A'_2)^2 \right] R_2'^2 + \\ & \left[(D'_{41}A' - D'_4A'_1) (D'_{42}A' - D'_4A'_2) + \right. \\ & \left. (D'_{31}A' - D'_3A'_1) (D'_{32}A' - D'_3A'_2) \right] R_1'R_2' \} \end{aligned} \quad (7.80e)$$

$$\begin{aligned} \delta_2 = 2 \{ & \left[(D'_{61}A' - D'_6A'_1)^2 + (D'_{51}A' - D'_5A'_1)^2 \right] R_1'^2 + \\ & \left[(D'_{62}A' - D'_6A'_2)^2 + (D'_{52}A' - D'_5A'_2)^2 \right] R_2'^2 + \\ & \left[(D'_{51}A' - D'_5A'_1) (D'_{52}A' - D'_5A'_2) + \right. \\ & \left. (D'_{61}A' - D'_6A'_1) (D'_{62}A' - D'_6A'_2) \right] R_1'R_2' \} \end{aligned} \quad (7.80f)$$

$$\begin{aligned} \delta_3 = 2 \{ & 2 \left[(D'_{41}A' - D'_4A'_1) (D'_{61}A' - D'_6A'_1) - \right. \\ & \left. (D'_{31}A' - D'_3A'_1) (D'_{51}A' - D'_5A'_1) \right] R_1'^2 + \\ & 2 \left[(D'_{42}A' - D'_4A'_2) (D'_{62}A' - D'_6A'_2) - \right. \\ & \left. (D'_{32}A' - D'_3A'_2) (D'_{52}A' - D'_5A'_2) \right] R_2'^2 + \\ & \left[(D'_{41}A' - D'_4A'_1) (D'_{62}A' - D'_6A'_2) + \right. \\ & (D'_{61}A' - D'_6A'_1) (D'_{42}A' - D'_4A'_2) - \\ & (D'_{31}A' - D'_3A'_1) (D'_{52}A' - D'_5A'_2) - \\ & \left. (D'_{51}A' - D'_5A'_1) (D'_{32}A' - D'_3A'_2) \right] R_1'R_2' \} \end{aligned} \quad (7.80g)$$

$$\begin{aligned}
 \delta_4 = -2 \{ & 2 \left[(D'_{41}A' - D'_4A'_1) (D'_{51}A' - D'_5A'_1) + \right. \\
 & \left. (D'_{31}A' - D'_3A'_1) (D'_{61}A' - D'_6A'_1) \right] R_1'^2 + \\
 & 2 \left[(D'_{42}A' - D'_4A'_2) (D'_{52}A' - D'_5A'_2) + \right. \\
 & \left. (D'_{32}A' - D'_3A'_2) (D'_{62}A' - D'_6A'_2) \right] R_2'^2 + \\
 & \left[(D'_{41}A' - D'_4A'_1) (D'_{52}A' - D'_5A'_2) + \right. \\
 & (D'_{31}A' - D'_3A'_1) (D'_{62}A' - D'_6A'_2) + \\
 & (D'_{51}A' - D'_5A'_1) (D'_{42}A' - D'_4A'_2) + \\
 & \left. (D'_{61}A' - D'_6A'_1) (D'_{32}A' - D'_3A'_2) \right] R_1'R_2' \} \quad (7.80h)
 \end{aligned}$$

mit

$$A'_1 = 2c' \left[a' (b'^2 \sigma'^2 + \omega_2^2) + b' (1 - \sigma') \omega_1 \omega_2 \right] \quad (7.81a)$$

$$A'_2 = 2c' \left[b' (a'^2 \sigma'^2 + \omega_1^2) + a' (1 - \sigma') \omega_1 \omega_2 \right] \quad (7.81b)$$

$$D'_3 = b'Y' (a'b'\sigma' - \omega_1\omega_2) \quad (7.81c)$$

$$D'_{31} = b'^2 c' Y' \sigma' \quad (7.81d)$$

$$D'_{32} = c' Y' (2a'b'\sigma' - \omega_1\omega_2) \quad (7.81e)$$

$$D'_4 = -b'Y' (a'\omega_2 + b'\omega_1) \quad (7.81f)$$

$$D'_{41} = -b'c'Y'\omega_2 \quad (7.81g)$$

$$D'_{42} = -c'Y' (a'\omega_2 + 2b'\omega_1) \quad (7.81h)$$

$$D'_5 = c' \left[a' (b'^2 \sigma'^2 + \omega_2^2) + b' (1 - \sigma') \omega_1 \omega_2 \right] \quad (7.81i)$$

$$D'_{51} = c'^2 (b'^2 \sigma'^2 + \omega_2^2) \quad (7.81j)$$

$$D'_{52} = c'^2 \left[2a'b'\sigma'^2 + (1 - \sigma') \omega_1 \omega_2 \right] \quad (7.81k)$$

$$D'_6 = c' (b'^2 \sigma' + \omega_2^2) \omega_1 \quad (7.81l)$$

$$D'_{61} = 0 \quad (7.81m)$$

$$D'_{62} = 2b'c'^2 \sigma' \omega_1 \quad (7.81n)$$

und

$$\omega_1 = n + \omega_2 \quad (7.82)$$

Das Minimum von M_{oR} könnte man durch Ableiten nach den einzelnen k_v ($v = 1 \dots 4$) und anschließendem Nullsetzen der daraus resultierenden Gleichungen berechnen. Dies führt jedoch, wie schon erwähnt, zu einem nichtlinearen Gleichungssystem, das nur sehr schwer lösbar ist.

Deshalb wird eine andere Berechnungsmethode zur Lösung des Problems herangezogen.

Unter der Annahme, daß die Terme F'_0, F'_3, F'_4 , die die Rückführungen $k_1, \dots, k_4$ beinhalten, unabhängig voneinander von diesen vorgebar sind, ist folgender Ansatz zur Bestimmung des Minimums möglich:

$$\frac{\partial M_{oR}}{\partial F'_0} = 0 \quad (7.83a)$$

$$\frac{\partial M_{oR}}{\partial F'_3} = 0 \quad (7.83b)$$

$$\frac{\partial M_{oR}}{\partial F'_4} = 0 \quad (7.83c)$$

Nach dem Differenzieren und Lösen des Gleichungssystems (7.83) folgt für F'_3 und F'_4 :

$$F'_3 = - \frac{F'_0 \delta_3}{2 \delta_2} \quad (7.84a)$$

$$F'_4 = - \frac{F'_0 \delta_4}{2 \delta_2} \quad (7.84b)$$

Durch Einsetzen der Bedingungen (7.84) in Gl. (7.79) erhält man schließlich für das Minimum von M_{oR} :

$$M_{oR \min} = \frac{1}{A' \sqrt{D_3'^2 + D_4'^2}} \sqrt{\delta_1 - \frac{\delta_3^2 + \delta_4^2}{4 \delta_2}} \quad (7.85)$$

Gl. (7.85) stellt eine untere Grenze der Empfindlichkeitsfunktion dar, die nur von den Beobachterdaten und dem Betriebspunkt, der durch n und ω_2 charakterisiert ist, abhängt. Die $k_1, \dots, k_4$ müssen dabei so gewählt werden, daß die Bedingungen (7.84) erfüllt sind.

In Bild 7.22 ist der Verlauf von $M_{oR \min}$ dargestellt. Ein Vergleich mit Bild 7.12 zeigt, daß mit Hilfe des Fibonacci-Verfahrens der Minimalwert der Empfindlichkeitsfunktion M_{oR} berechenbar ist.

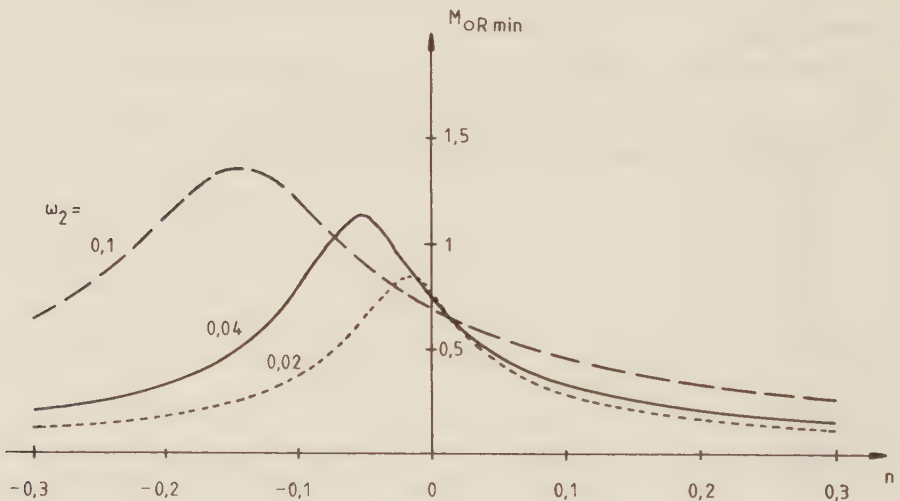


Bild 7.22 Verlauf der Empfindlichkeitsfunktion $M_{oR \min}$

Im weiteren soll noch eine andere interessante Eigenschaft von M_{oR} gezeigt werden.

Zur Erläuterung wird angenommen, daß die Funktion M_{oR} Gl. (7.79) anstelle mit den Termen F_0^* , F_3^* , F_4^* mit entsprechend modifizierten Ausdrücken F_0^* , F_3^* , F_4^* gebildet wird. Diese sollen folgende Gestalt haben:

$$F_0^* = c'^2 (b'^2 \sigma'^2 + \omega_2^2) (k_1^2 + k_2^2) + c'^2 X'^2 \omega_1^2 (k_3^2 + k_4^2) - 2c'^2 X' \omega_1 \omega_2 (k_1 k_3 + k_2 k_4) - 2b' c'^2 X' \sigma' \omega_1 (-k_1 k_4 + k_2 k_3) \quad (7.86a)$$

$$F_3^* = b'^2 c' Y' \sigma' (k_1^2 + k_2^2) - c' X' \omega_1^2 (k_3^2 + k_4^2) + c' (a' b' \sigma' + \omega_1 \omega_2) (k_1 k_3 + k_2 k_4) + c' (-a' \omega_2 + b' (1 - 2X' Y') \omega_1) (-k_1 k_4 + k_2 k_3) \quad (7.86b)$$

$$F_4^* = -b' c' Y' \omega_2 (k_1^2 + k_2^2) + a' c' X' \omega_1 (k_3^2 + k_4^2) + c' (-a' \omega_2 + b' \omega_1) (k_1 k_3 + k_2 k_4) - c' (a' b' \sigma' + \omega_1 \omega_2) (-k_1 k_4 + k_2 k_3) \quad (7.86c)$$

Die Ausdrücke Gln. (7.86 a-c) unterscheiden sich von den aus dem Gleichungssystem (7.54) resultierenden Gln. (7.80 b-d) dadurch, daß die Anteile ohne k_v und die, bei denen diese nur in linearer Form vorkommen, vernachlässigt werden. Unter diesem Gesichtspunkt können alle k_v mit einem beliebigen, aber für alle k_v gleichen Faktor λ multipliziert werden, ohne daß sich

$$M_{oR}^* = \frac{1}{A' F_0^* \sqrt{D_3'^2 + D_4'^2}} \sqrt{F_0^{*2} \delta_1 + (F_3^{*2} + F_4^{*2}) \delta_2 + F_0^* F_3^* \delta_3 + F_0^* F_4^* \delta_4} \quad (7.87)$$

ändert, d.h.

$$M_{oR}^* (\lambda k_1, \lambda k_2, \lambda k_3, \lambda k_4) = M_{oR}^* (k_1, k_2, k_3, k_4) \quad (7.88)$$

Das bedeutet, daß die Empfindlichkeitsfunktion M_{oR} nur vom Verhältnis der einzelnen Rückführkoeffizienten k_v abhängt.

Es muß jetzt nur noch abgeschätzt werden, inwieweit die getroffene Vernachlässigung zulässig ist. Dazu wird die relative Abweichung

$$m_{oR} = \frac{M_{oR}^* - M_{oR}}{M_{oR}} \quad (7.89)$$

gebildet. Für die Rückführkoeffizienten finden die Werte nach Gl. (7.77) Verwendung. Diese werden dann mit den Gewichtungen $\lambda = 0,5; 1; 2; 10$ versehen. Die Bilder 7.23 a-c zeigen mit den Daten der Labormaschine die relative Abweichung m_{oR} für verschiedene Belastungen in Abhängigkeit der Drehzahl und dem Multiplikator λ .

Da mit zunehmenden Beträgen der k_v diejenigen Summanden in den Ausdrücken für F'_0 , F'_3 und F'_4 am stärksten zunehmen, welche Produkte aus zwei Faktoren k_v enthalten, ist zu erwarten, daß für große Zahlenwerte der k_v die Vernachlässigung am ehesten zutrifft. Dies wird durch den Verlauf von m_{oR} für $\lambda = 10$ in Bild 7.23 bestätigt.

Schon für $\lambda = 2$ ist im betrachteten Betriebsbereich der Fehler kleiner als 6 %, so daß Gl. (7.88) auch näherungsweise für die Empfindlichkeitsfunktion M_{oR} gilt, d.h.:

$$M_{oR}(\lambda k_1, \lambda k_2, \lambda k_3, \lambda k_4) \approx M_{oR}(k_1, k_2, k_3, k_4) \quad (7.90)$$

Es ist deshalb naheliegend, einen Rückführkoeffizienten, z.B. k_1 , als konstant vorzugeben, um dann mit Hilfe des Fibonacci-Verfahrens nur die drei restlichen Koeffizienten zu ermitteln.

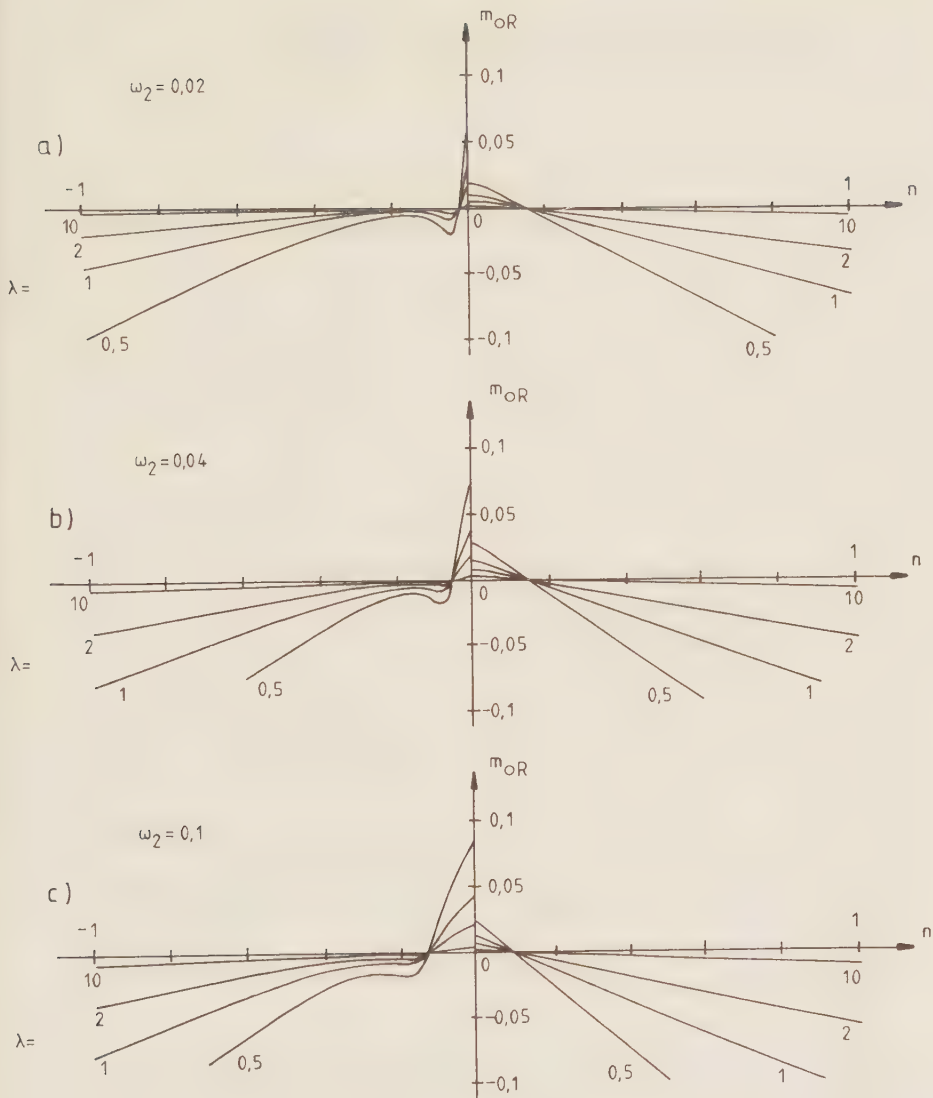


Bild 7.23 Verlauf der relativen Abweichung m_{oR} für verschiedene λ bei den Belastungen

a) $\omega_2 = 0,02$

b) $\omega_2 = 0,04$

c) $\omega_2 = 0,1$

7.2.8 Praktische Erprobung des Beobachters am Antrieb

7.2.8.1 Versuchsaufbau

Bei dieser Arbeit findet eine spezielle mit Hallsonden und mehreren Temperaturfühlern ausgestattete Experimentier-Asynchronmaschine Verwendung. Mit Hilfe von eingebauten Thermoelementen und Widerstandsthermometern können während des Betriebes der Maschine die Ständer- und Läufertemperaturen an mehreren Stellen gemessen werden. Besondere Schleifringe mit Silberauflage sorgen im Zusammenhang mit silberhaltigen Kohlebürsten für eine weitgehend fehlerfreie Meßwertübertragung vom Läufer zum Ständer.

Zur Speisung der Asynchronmaschine dient ein rückspeisefähiger Thyristor-Pulsumrichter. Dieser setzt sich im wesentlichen aus einem netzseitigen Umkehrstromrichter, dem Gleichspannungszwischenkreis und dem Pulswechselrichter zusammen (Bild 7.24). Die maximale Taktfrequenz des nach dem Prinzip der Pulsbreitenmodulation arbeitenden Wechselrichters liegt bei 700 Hz. Dem Umrichter können als Sollwerte wahlweise, entweder Amplitude und Frequenz, oder die Komponenten des gewünschten Spannungszeigers im ständerfesten Koordinatensystem vorgegeben werden.

Als Belastungseinrichtung für die Asynchronmaschine wird eine angekuppelte, von einem kreisstrombehafteten Umkehrstromrichter gespeiste Gleichstrommaschine verwendet. Die Stromregelung des Umkehrstromrichters erlaubt eine Belastung der Asynchronmaschine mit einstellbarem konstanten Drehmoment.

Der Beobachter ist in analoger Technik aufgebaut, wobei das Strukturbild nach Bild 7.3 die Grundlage für die schaltungstechnische Realisierung bildet. Die zusätzlich wegen der Stabilität notwendige drehrichtungsabhängige Umschaltung von k_2 und k_4 , erfolgt mittels eines Komparators und nachgeschalteten Relais.

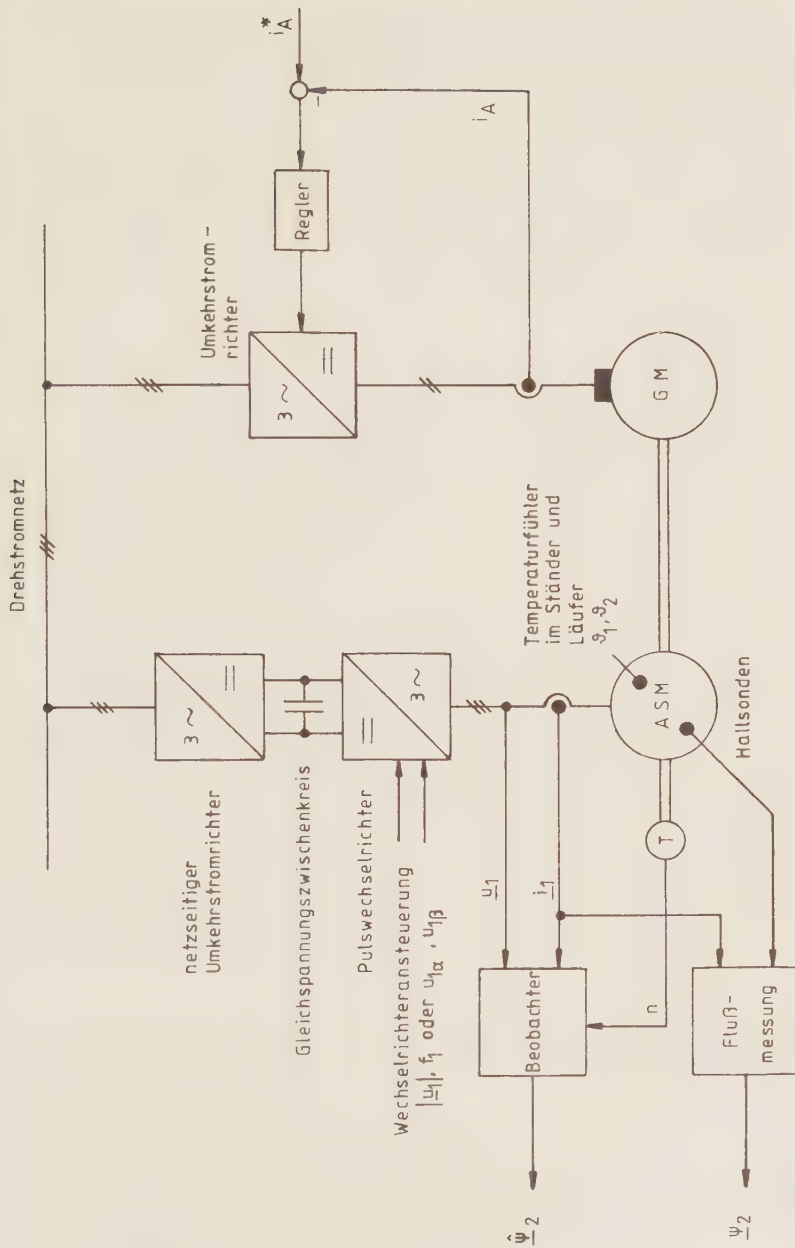


Bild 7.24 Prinzipielle Darstellung der Versuchsanlage

Eingangsgrößen des Beobachters sind die orthogonalen Komponenten der Ständerspannung $u_{1\alpha}$, $u_{1\beta}$ und des Ständerstromes $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$, sowie die gemessene Drehzahl.

Für eine weitere Signalverarbeitung sind die Zustandsgrößen $\hat{\psi}_{1\alpha}$, $\hat{\psi}_{1\beta}$, $\hat{\psi}_{2\alpha}$, $\hat{\psi}_{2\beta}$ zugänglich. Dabei ist allerdings zu beachten, daß die Optimierung auf eine möglichst geringe parameterempfindliche Flußnachbildung sich nur auf die Läuferflußkomponenten $\hat{\psi}_{2\alpha}$, $\hat{\psi}_{2\beta}$ bezieht.

7.2.8.2 Messungen am Antrieb

Die Beobachterparameter ergeben sich aus den Daten der Experimentier-Asynchronmaschine. Für die Widerstandswerte werden speziell wieder die in Kap. 6.1 beschriebenen Mittelwerte zugrunde gelegt. Diese entsprechen einer Temperatur von 85°C . Die nachfolgend dokumentierten Untersuchungen wurden bei kalter Maschine, d.h. bei einer Maschinentemperatur von ca. 20°C durchgeführt. Die Auswirkung der daraus resultierenden Parameterverstimmung zwischen Beobachter und Maschine bezüglich des stationären Nachbildungsfehlers, ist dann mit der in Bild 7.19 dargestellten Fehlerbetrachtung vergleichbar. In den folgenden Bildern ist die gemessene Ständer- und Läufertemperatur ϑ_1 , ϑ_2 immer angegeben. Weiterhin ist zur Beurteilung der Güte der Nachbildung außer dem beobachteten, auch der meßtechnisch ermittelte Läuferfluß dargestellt. Letzteren gewinnt man aus dem gemessenen Luftspaltfluß und dem Ständerstrom unter Anwendung der Beziehung (4.2). Das gemessene Flußsignal weist dabei die in Kap. 4.1 erwähnten starken, von der Belastung abhängigen Wicklungs- und Nutungsoberschwingungen auf.

Anhand einiger ausgewählter Betriebsfälle wird das Verhalten des Beobachters mit den konstanten Rückführungen nach Gl. (7.77) vorgestellt. Dazu werden zunächst unregelmäßige Drehzahlübergänge, die sich durch sprungförmiges Ändern von Amplitude und Frequenz der Ständerspannung ergeben, betrachtet. Amplitude und Frequenz der Spannung sind dabei einander so zugeordnet, daß sich in der Maschine stationär jeweils Nennfluß einstellt. Bild 7.25 zeigt einen

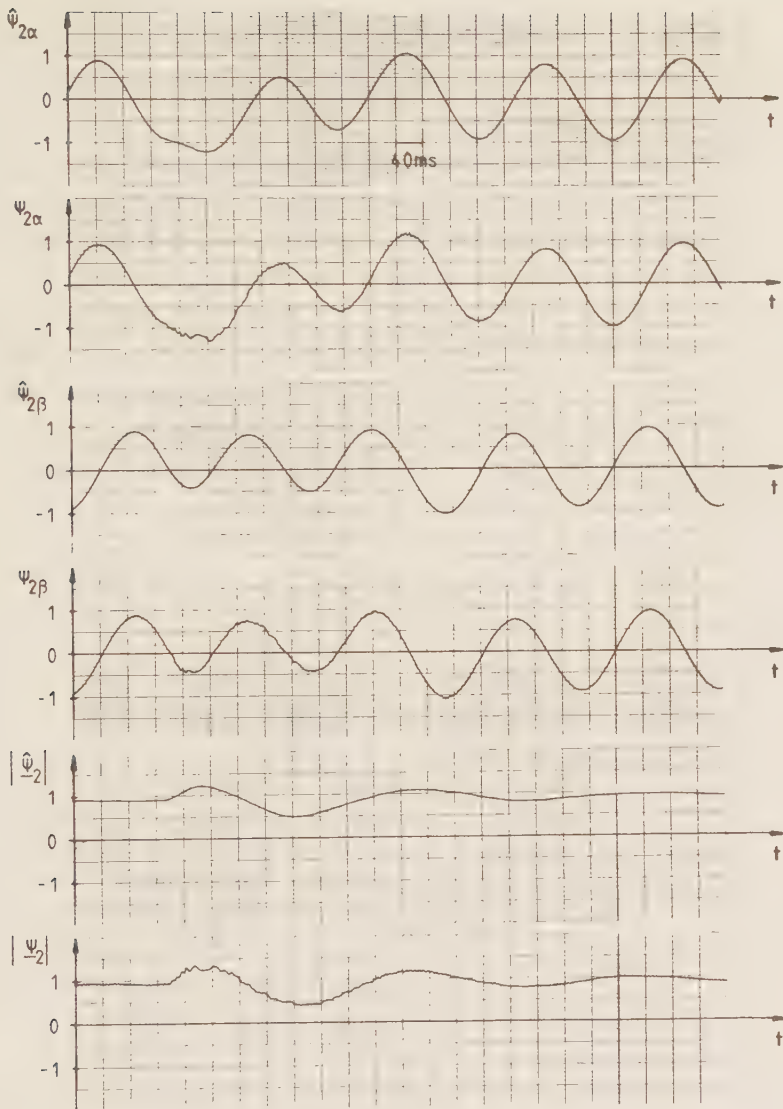


Bild 7.25 Verlauf des beobachteten und des gemessenen Läuferflusses bei einem ungeregelten Reversiervorgang von 150 U/min Rechtslauf auf 150 U/min Linkslauf.

Maschinentemperatur: $\vartheta_1 = 22^\circ\text{C}$; $\vartheta_2 = 21^\circ\text{C}$

Reversiervorgang der unbelasteten Maschine von 150 U/min Rechtslauf auf 150 U/min Linkslauf, hervorgerufen durch plötzliches Vertauschen der Phasenfolge der Ständerspannung.

Von oben nach unten sind die Verläufe von $\hat{\psi}_{2\alpha}$, $\psi_{2\alpha}$, $\hat{\psi}_{2\beta}$, $\psi_{2\beta}$ aufgetragen. Darunter ist zusätzlich der Betrag des nachgebildeten und des gemessenen Läuferflusses zu sehen.

Bei den weiteren Aufzeichnungen sind stellvertretend nur noch die α - Komponenten des beobachteten und des gemessenen Läuferflusses dargestellt. Diese mit einem digitalen Speicheroszilloskop aufgenommenen Signale sind zum besseren Vergleich in einer gemeinsamen Darstellung abgebildet.

Bild 7.26 zeigt die Flußkomponenten $\psi_{2\alpha}$, $\hat{\psi}_{2\alpha}$ eines dem Bild 7.25 entsprechenden, jedoch zu einem anderen Zeitpunkt durchgeführten Reversiervorganges.

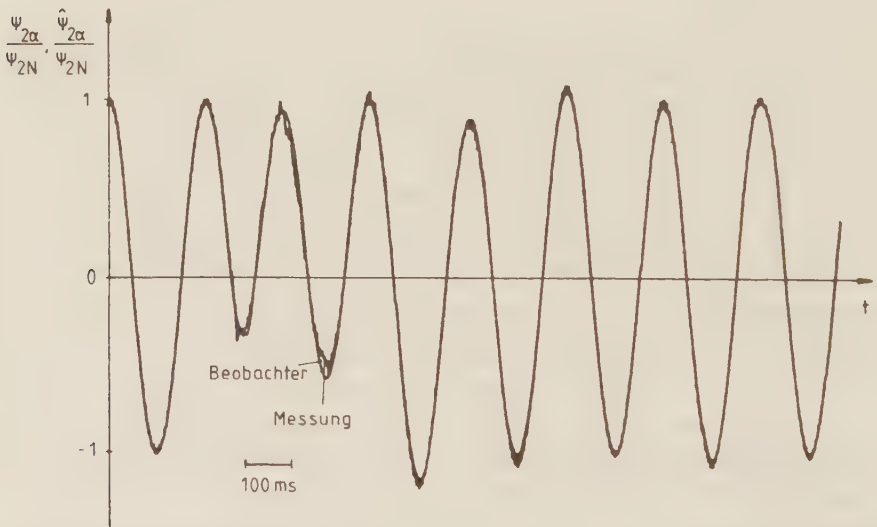


Bild 7.26 Verlauf von $\psi_{2\alpha}$, $\hat{\psi}_{2\alpha}$ während eines Reversiervorganges von 150 U/min Rechtslauf auf 150 U/min Linkslauf.

Maschinentemperatur: $\vartheta_1 = 22^\circ \text{C}$, $\vartheta_2 = 20^\circ \text{C}$

Weitere Beispiele ungeregelter Drehzahlübergänge werden in den Bildern 7.27 und 7.28 vorgestellt. Es handelt sich hierbei um einen Beschleunigungsvorgang von 150 U/min auf 600 U/min und um ein Abbremsen von 600 U/min auf 150 U/min, jeweils ohne Last. Erwähnenswert ist, daß die sprungförmige Änderung von Spannungsamplitude und Frequenz einen grossen Stromanstieg zur Folge hat, was sich wiederum in ungünstiger Weise auf den Oberschwingungsgehalt des Hallsondensignals auswirkt.

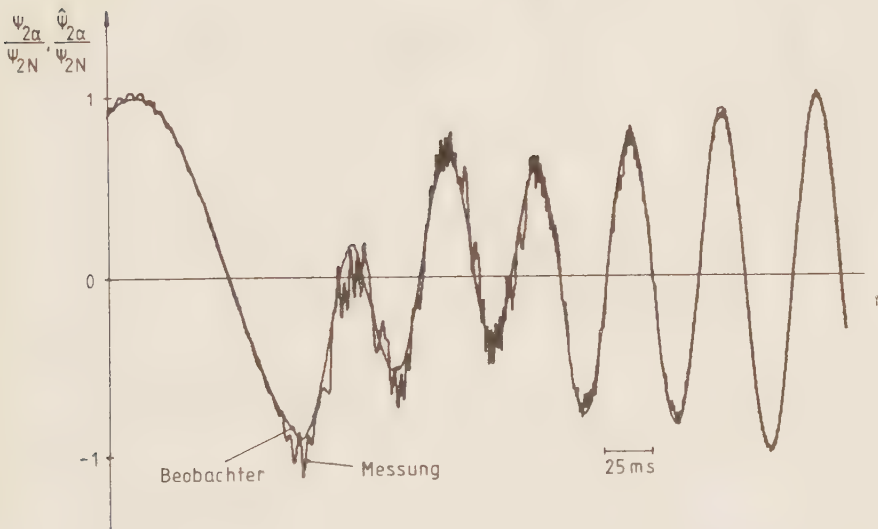


Bild 7.27 Verlauf von $\psi_{2\alpha}$, $\hat{\psi}_{2\alpha}$ während eines Beschleunigungsvorganges von 150 U/min auf 600 U/min.

Maschinentemperatur: $\vartheta_1 = 20^\circ \text{C}$, $\vartheta_2 = 20^\circ \text{C}$

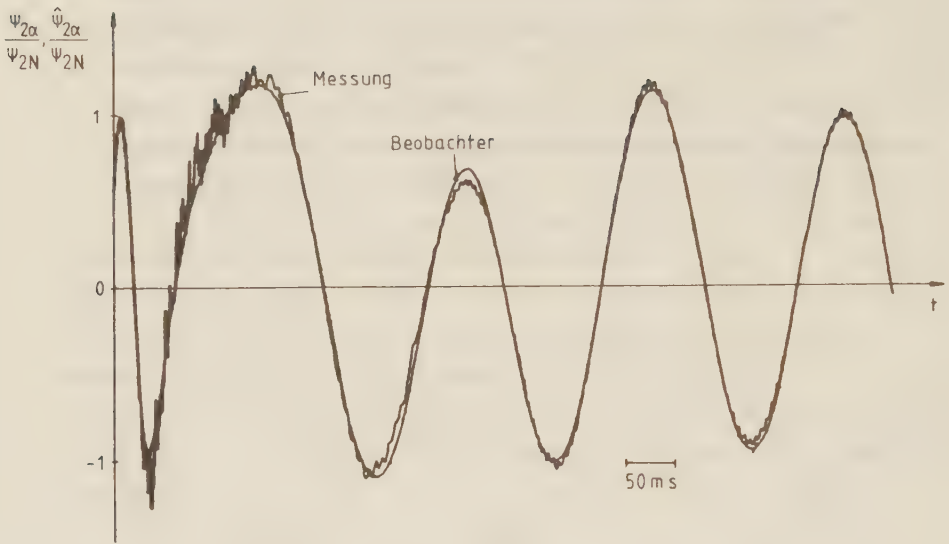


Bild 7.28 Verlauf von $\frac{\psi_{2\alpha}}{\psi_{2N}}, \frac{\hat{\psi}_{2\alpha}}{\psi_{2N}}$ während eines Drehzahlüberganges von 600 U/min auf 150 U/min.

Maschinentemperatur: $\vartheta_1 = 23^\circ \text{C}$, $\vartheta_2 = 23^\circ \text{C}$

In Bild 7.29 wird das stationäre Verhalten des Beobachters bei Leerlauf, sowie motorischem und generatorischem Nennstrom bei einer Drehzahl von 150 U/min Rechtslauf gezeigt.

Vergleicht man die erhaltenen Ergebnisse mit den für die kalte Maschine berechneten stationären Fehlern (Bild 7.19), so ist bei den einzelnen Betriebszuständen eine gute Übereinstimmung zu erkennen. Theoretisch ergibt sich bei motorischer Nennlast und $n = 150 \text{ U/min}$ ein positiver Phasenfehler, während der Amplitudenfehler näherungsweise zu Null wird. Im generatorischen Fall folgt aufgrund der erwähnten Symmetrie der Fehlerkurven jeweils ein negativer Phasen- als auch Amplitudenfehler. Eine quantitative Auswertung der Messungen bestätigt weitgehend die theoretisch durchgeführten Fehlerbetrachtungen.

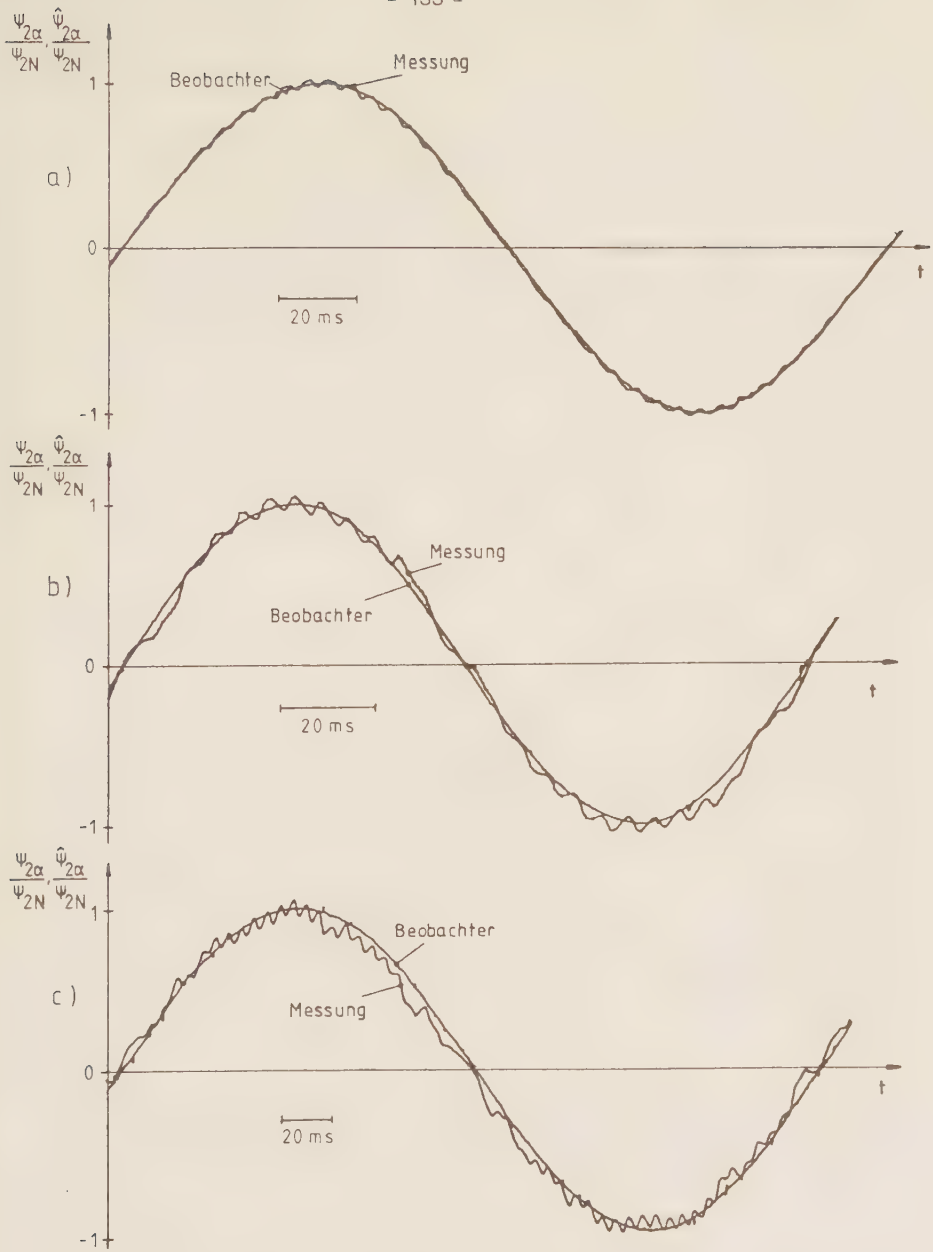


Bild 7.29 Verlauf von $\psi_{2\alpha}$, $\hat{\psi}_{2\alpha}$ bei einer Drehzahl von 150 U/min Rechtslauf bei

- a) Leerlauf ($\vartheta_1 = 25^\circ \text{ C}$, $\vartheta_2 = 20^\circ \text{ C}$)
- b) motorischer Nennstrom ($\vartheta_1 = 25^\circ \text{ C}$, $\vartheta_2 = 28^\circ \text{ C}$)
- c) generatorischer Nennstrom ($\vartheta_1 = 25^\circ \text{ C}$, $\vartheta_2 = 28^\circ \text{ C}$)

Die nächsten beiden Bilder sollen das Verhalten des Beobachters bei kleinen Drehzahlen dokumentieren. Bild 7.30 zeigt den beobachteten und gemessenen Maschinenfluß bei einer Drehzahl von 15 U/min, während in Bild 7.31 die Verhältnisse für $n = 1$ U/min dargestellt sind. Trotz unbelasteter Maschine stellt sich in beiden Fällen wegen der unvermeidlichen Reibungsverluste eine Schlupffrequenz von ca. 0,07 Hz ein.

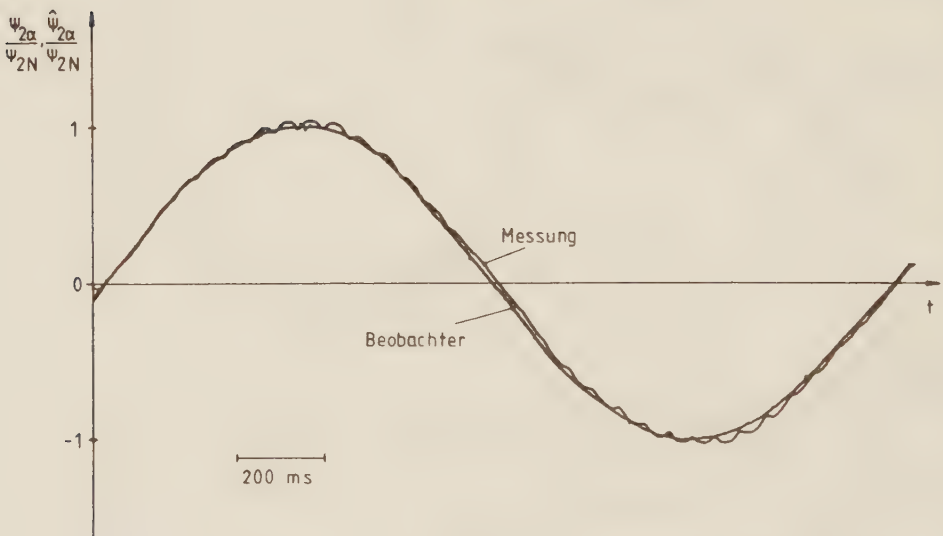


Bild 7.30 Verlauf von $\frac{\psi_{2\alpha}}{\psi_{2N}}$, $\frac{\hat{\psi}_{2\alpha}}{\hat{\psi}_{2N}}$ bei einer Drehzahl von 15 U/min (Leerlauf)
 Maschinentemperatur: $\vartheta_1 = 20^\circ \text{ C}$, $\vartheta_2 = 23^\circ \text{ C}$

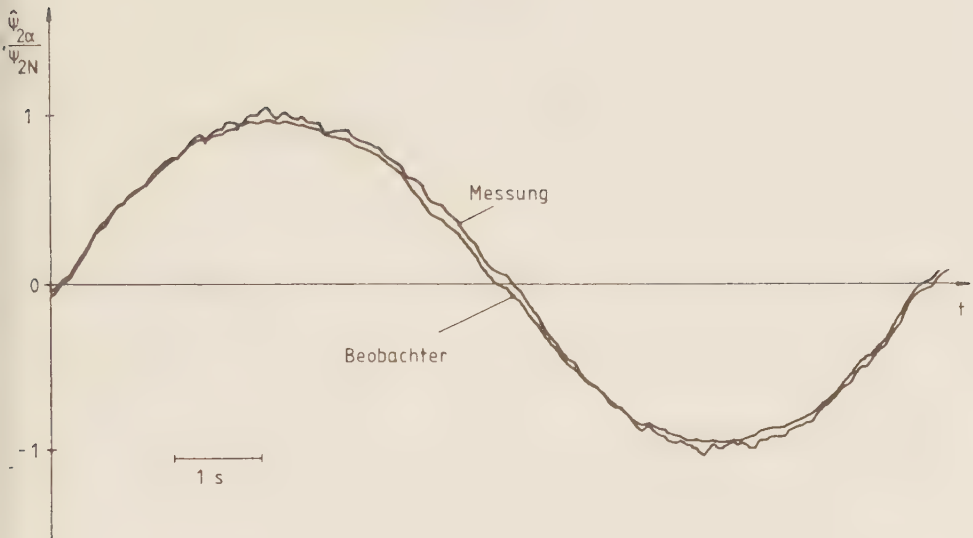


Bild 7.31 Verlauf von $\psi_{2\alpha}$, $\hat{\psi}_{2\alpha}$ bei einer Drehzahl von 1 U/min (Leerlauf)
 Maschinentemperatur: $\vartheta_1 = 28^\circ \text{C}$, $\vartheta_2 = 23^\circ \text{C}$

Die Arbeitsweise des Beobachters bei stillstehender Maschine und Frequenz Null veranschaulicht Bild 7.32. Dort werden die Sollwerte für die Ständer-
 spannung in der Weise vorgegeben, daß der Raumzeiger der angelegten
 Spannung ständig in die Richtung der Wicklungsachse des Stranges a zeigt.
 Dadurch ergibt sich bei der unbelasteten Maschine ein Fluß, der nur eine
 Komponente in α -Richtung aufweist.

In Bild 7.32 ist der Verlauf von $\psi_{2\alpha}$ und $\hat{\psi}_{2\alpha}$ über einen Zeitraum von meh-
 reren Minuten dargestellt.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß mit dem Beobachter der Läufer-
 fluß in sehr guter Weise nachgebildet werden kann. Dies gilt für alle Be-
 lastungsfälle im gesamten Grunddrehzahlbereich bis einschließlich still-
 stehender Maschine.

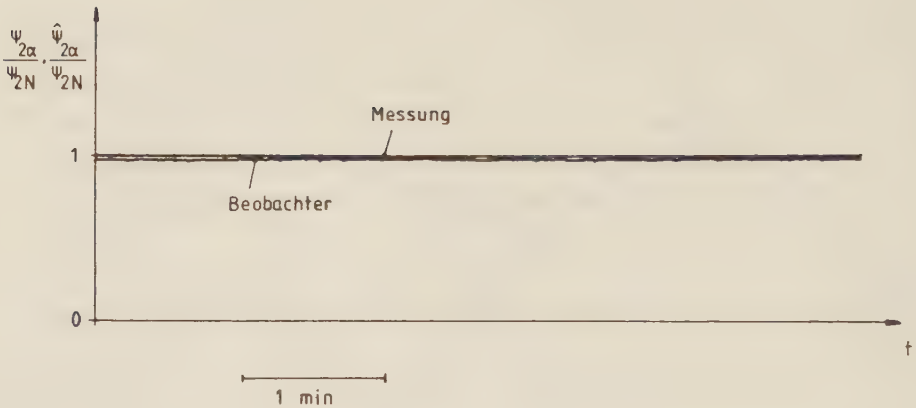


Bild 7.32 Verlauf von $\frac{\psi_{2\alpha}}{\psi_{2N}} \cdot \frac{\hat{\psi}_{2\alpha}}{\psi_{2N}}$ bei Speisung der unbelasteten Maschine mit Gleichspannung

Maschinentemperatur: $\vartheta_1 = 27^\circ \text{C}$, $\vartheta_2 = 23^\circ \text{C}$

Die praktischen Untersuchungen zeigen weiterhin, daß der gemessene stationäre Fehler aufgrund von Parameterabweichungen relativ gut mit den gerechneten Werten übereinstimmt. Dabei ist es meist so, daß die theoretisch berechneten Fehler etwas größer als die meßtechnisch ermittelten sind. Die quantitativen Unterschiede lassen sich hauptsächlich durch die bei der mathematischen Behandlung der Asynchronmaschine getroffenen Vereinfachungen und der nicht exakt bekannten Parameterversimmung, insbesondere bezüglich der Induktivitäten, erklären.

In Kap. 8 wird im Rahmen eines Vergleiches die Parameterempfindlichkeit der Modelle und die des Beobachters mit konstanten Rückführungen gegenübergestellt.

8. Vergleichende Betrachtungen zwischen Beobachter und den Modellen, bezüglich der Parameterempfindlichkeit

8.1 Einführung von Empfindlichkeitsfunktionen bei den Modellen

Ein Vergleich der in Kap. 6.2 dokumentierten stationären Modellfehler zeigt, daß abhängig von der Verstimmung und vom Arbeitspunkt, teilweise das eine und teilweise das andere Modell, günstigere Flußnachbildungen liefert. So wäre beispielsweise denkbar, daß mit Hilfe einer geeigneten Umschaltung bei kleinen Drehzahlen das "Strommodell", und bei größeren Drehzahlen das $\underline{u}_1, \underline{i}_1$ - Modell zur Flußnachbildung herangezogen wird.

Derartige Vorschläge sind in der Literatur bei Blaschke/Böhm /12/ und in modifizierter Form bei Gabriel u.a. /27,28/ zu finden. Um eine befriedigende Aussage über die Güte der Nachbildung für alle möglichen Betriebsfälle und Verstimmungen treffen zu können, wird im folgenden versucht, ein gemeinsames Gütekriterium für die Modelle und den Beobachter zu formulieren. Die Grundlage hierfür bilden die bei der Beobachterdimensionierung eingeführten Empfindlichkeitsfunktionen $M_1, M_2, M_{12}, M_\sigma$ und M_n , gemäß Gl. (7.70). Wendet man diese Beziehungen auf die Modelle an, so müssen deren stationäre Endwerte nach den verschiedenen veränderlichen Parametern abgeleitet werden.

Ausgangspunkt zur Bestimmung der stationären Läuferflußkomponenten sind wieder die Modellgleichungen (5.1, 5.14, 5.18, 5.22 und 5.23). Die Berechnung erfolgt analog wie beim Beobachter im synchron mit dem Ständerspannungszeiger umlaufenden Koordinatensystem, durch Nullsetzen der Ableitungen. Das hat u.a. den Vorteil, daß Zwischenergebnisse, die bei der Berechnung der Empfindlichkeitsfunktionen des Beobachters auftreten, hier ebenso verwendet werden können.

Für die einzelnen Modelle errechnen sich folgende stationären Läuferflußkomponenten:

$\underline{i}_1$, n - Modell

$$\hat{\psi}_{2x} = \frac{b'Y'}{c' \left[b'^2 \sigma'^2 + (\omega_2 + \Delta n)^2 \right]} \left[b' \sigma' \frac{D_5}{A} - (\omega_2 + \Delta n) \frac{D_6}{A} \right] U_1 \quad (8.1a)$$

$$\hat{\psi}_{2y} = \frac{b'Y'}{c' \left[b'^2 \sigma'^2 + (\omega_2 + \Delta n)^2 \right]} \left[-(\omega_2 + \Delta n) \frac{D_5}{A} - b' \sigma' \frac{D_6}{A} \right] U_1 \quad (8.1b)$$

$\underline{i}_1$, 3 - Modell

$$\hat{\psi}_{2x} = \frac{b'Y'}{c' \left[b'^2 \sigma'^2 + \omega_2^2 \right]} \left[b' \sigma' \frac{D_5}{A} - \omega_2 \frac{D_6}{A} \right] U_1 \quad (8.2a)$$

$$\hat{\psi}_{2y} = \frac{b'Y'}{c' \left[b'^2 \sigma'^2 + \omega_2^2 \right]} \left[-\omega_2 \frac{D_5}{A} - b' \sigma' \frac{D_6}{A} \right] U_1 \quad (8.2b)$$

Der Unterschied zwischen den Gleichungen (8.1) und (8.2) ergibt sich lediglich dadurch, daß wegen der getroffenen Voraussetzungen nur beim $\underline{i}_1$, n - Modell eine Drehzahlverstimmung Δn möglich ist.

$\underline{u}_1$, $\underline{i}_1$ - Modell

$$\hat{\psi}_{2x} = \frac{1}{c'X'} \left[-\frac{D_5}{A} + \frac{a'}{\omega_1} \frac{D_6}{A} \right] U_1 \quad (8.3a)$$

$$\hat{\psi}_{2y} = \frac{1}{c'X'} \left[\frac{a'}{\omega_1} \frac{D_5}{A} + \frac{D_6}{A} - \frac{c'}{\omega_1} \right] U_1 \quad (8.3b)$$

$\underline{u}_1, \underline{i}_1, n$ - Modell

$$\hat{\psi}_{2x} = \frac{1}{F_5} \left[F_6 \frac{D_5}{A} + F_7 \frac{D_6}{A} - b' c' \sigma' \right] U_1 \quad (8.4a)$$

$$\hat{\psi}_{2y} = \frac{1}{F_5} \left[F_7 \frac{D_5}{A} - F_6 \frac{D_6}{A} - (n - \Delta n) c' \right] U_1 \quad (8.4b)$$

mit

$$F_5 = c' X' \left[b'^2 \sigma'^2 + (n - \Delta n)^2 \right] \quad (8.5a)$$

$$F_6 = b' \sigma' (a' + b' X' Y') - \omega_1 (n - \Delta n) \quad (8.5b)$$

$$F_7 = (n - \Delta n) (a' + b' X' Y') + b' \sigma' \omega_1 \quad (8.5c)$$

$\underline{u}_1, n$ - Modell

$$\hat{\psi}_{2x} = \frac{b' Y' \left[a' b' \sigma' - \omega_1 (\omega_2 + \Delta n) \right]}{a'^2 \left[b'^2 \sigma'^2 + (\omega_2 + \Delta n)^2 \right] + 2a' b' (1 - \sigma') \omega_1 (\omega_2 + \Delta n) + \left[b'^2 + (\omega_2 + \Delta n)^2 \right] \omega_1^2} U_1 \quad (8.6a)$$

$$\hat{\psi}_{2y} = \frac{-b' Y' \left[a' (\omega_2 + \Delta n) + b' \omega_1 \right]}{a'^2 \left[b'^2 \sigma'^2 + (\omega_2 + \Delta n)^2 \right] + 2a' b' (1 - \sigma') \omega_1 (\omega_2 + \Delta n) + \left[b'^2 + (\omega_2 + \Delta n)^2 \right] \omega_1^2} U_1 \quad (8.6b)$$

Die Ausdrücke A , D_5 und D_6 (Gln. (7.46 u. 7.48)) enthalten die Maschinenparameter und den jeweiligen Betriebspunkt.

Es können nun mit Hilfe der Gleichungen (7.70) die Empfindlichkeiten M_1 , M_2 , M_{12} , M_σ und M_n der einzelnen Modelle bestimmt werden. Aufgrund des Fehlens einzelner Maschinenparameter in den verschiedenen Modellgleichungen, ergeben sich folgende Empfindlichkeitsfunktionen von vorneherein zu Null:

$\underline{i}_1, n$ - Modell: $M_1 = 0$

$\underline{i}_1, \vartheta$ - Modell: $M_1 = 0, M_n = 0$

$\underline{u}_1, \underline{i}_1$ - Modell: $M_2 = 0, M_n = 0$.

8.2 Vergleich des Beobachters mit den verschiedenen Modellen anhand von Gütekriterien

8.2.1 Vergleich mit Hilfe der Empfindlichkeitsfunktion $M_o(n, \omega_2)$ und der Gütefunktion $P_o(\omega_2)$

Als Vergleichskriterium für die Güte der Läuferflußnachbildungen dient die Empfindlichkeitsfunktion

$$M_o = \sqrt{M_1^2 + M_2^2 + M_{12}^2 + M_\sigma^2 + M_n^2} \quad , \quad (8.7)$$

die die Empfindlichkeiten gegenüber fünf möglichen Parameterfehlanspassungen berücksichtigt. Die Bilder 8.1 - 8.5 zeigen die Empfindlichkeitsfunktionen der Modelle, während in den Bildern 8.6 und 8.7 die entsprechenden Empfindlichkeitsfunktionen des Beobachters, mit den optimalen Rückführungen (Bilder 7.10, 7.11) und den vereinfachten Rückführungen nach Gl. (7.77), dargestellt sind. Dabei werden jeweils wieder die Parameter der Experimentier- Asynchronmaschine zugrunde gelegt.

Man sieht, daß beim $\underline{i}_1, \vartheta$ - Modell die Empfindlichkeitsfunktion M_o , ebenso wie die in Kap. 6.2.1 betrachteten stationären Fehler, aufgrund von Parameterabweichungen, unabhängig von der Drehzahl, jedoch abhängig von der Belastung ω_2 ist. Beim $\underline{i}_1, n$ - Modell spiegelt sich in der Empfindlichkeitsfunktion der starke Einfluß eines Drehzahlmeßfehlers, insbesondere bei hohen Drehzahlen, wieder.

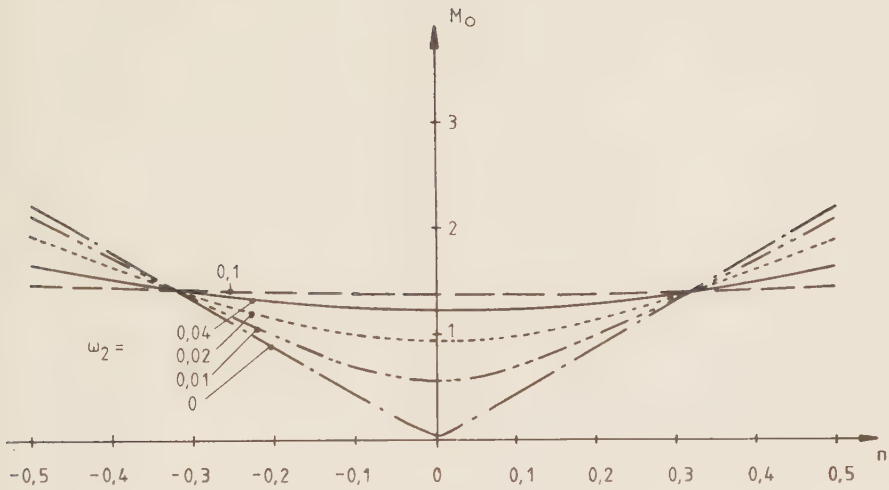


Bild 8.1 Empfindlichkeitsfunktion M_O des i_1 , n - Modells

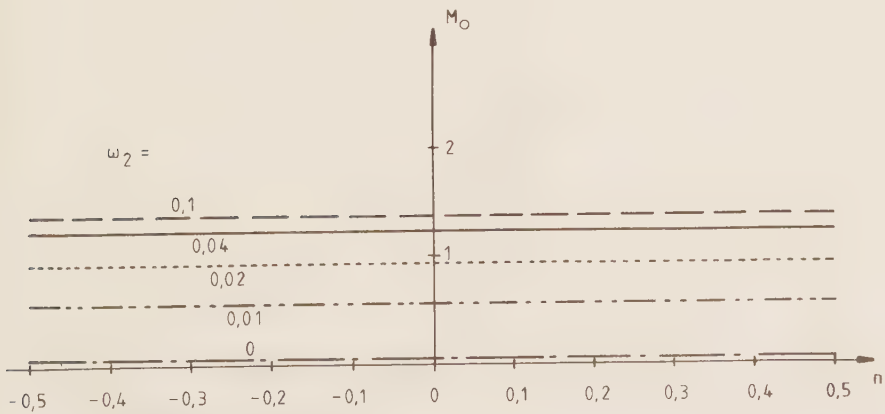


Bild 8.2 Empfindlichkeitsfunktion M_O des $i_1, 3$ - Modells

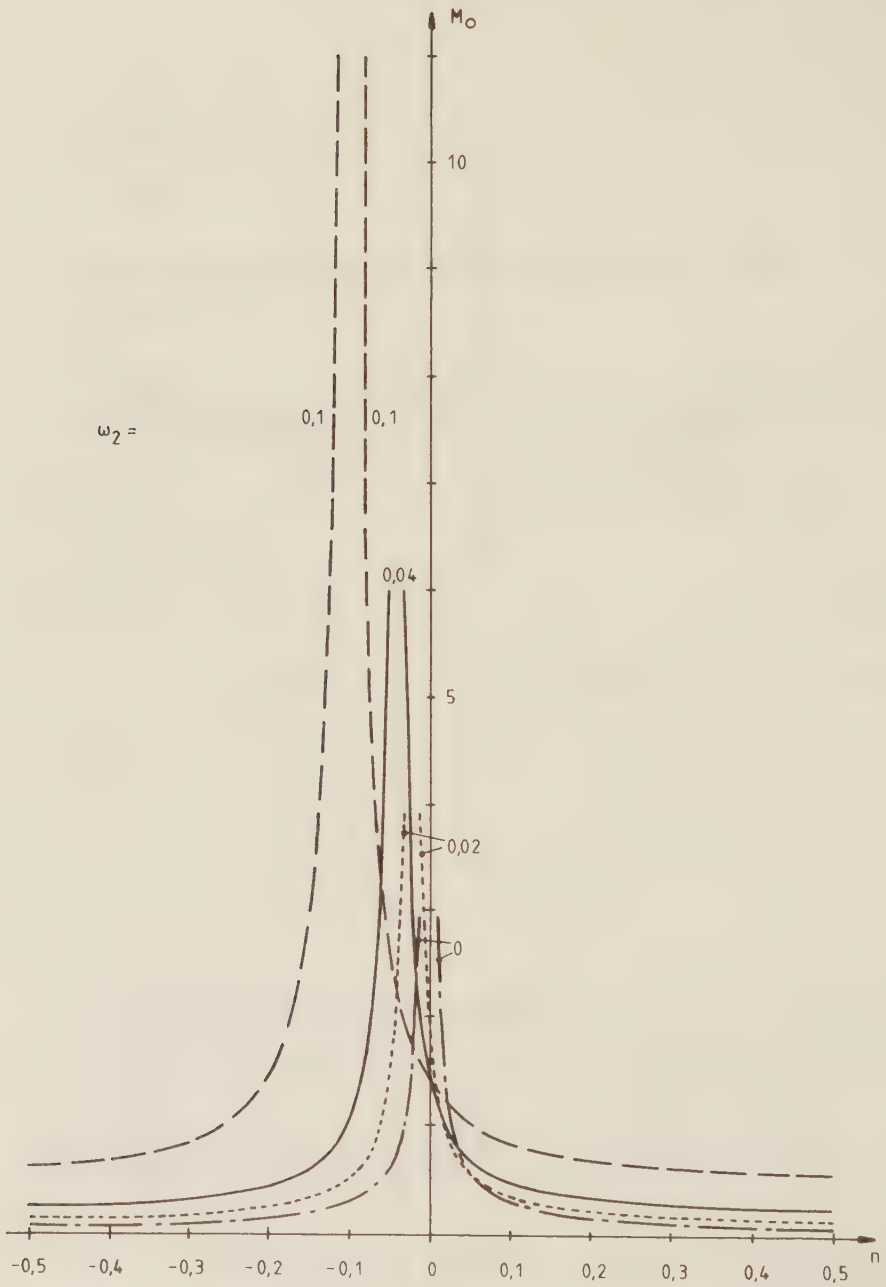


Bild 8.3 Empfindlichkeitsfunktion M_O des $\underline{u}_1, \underline{i}_1$ - Modells

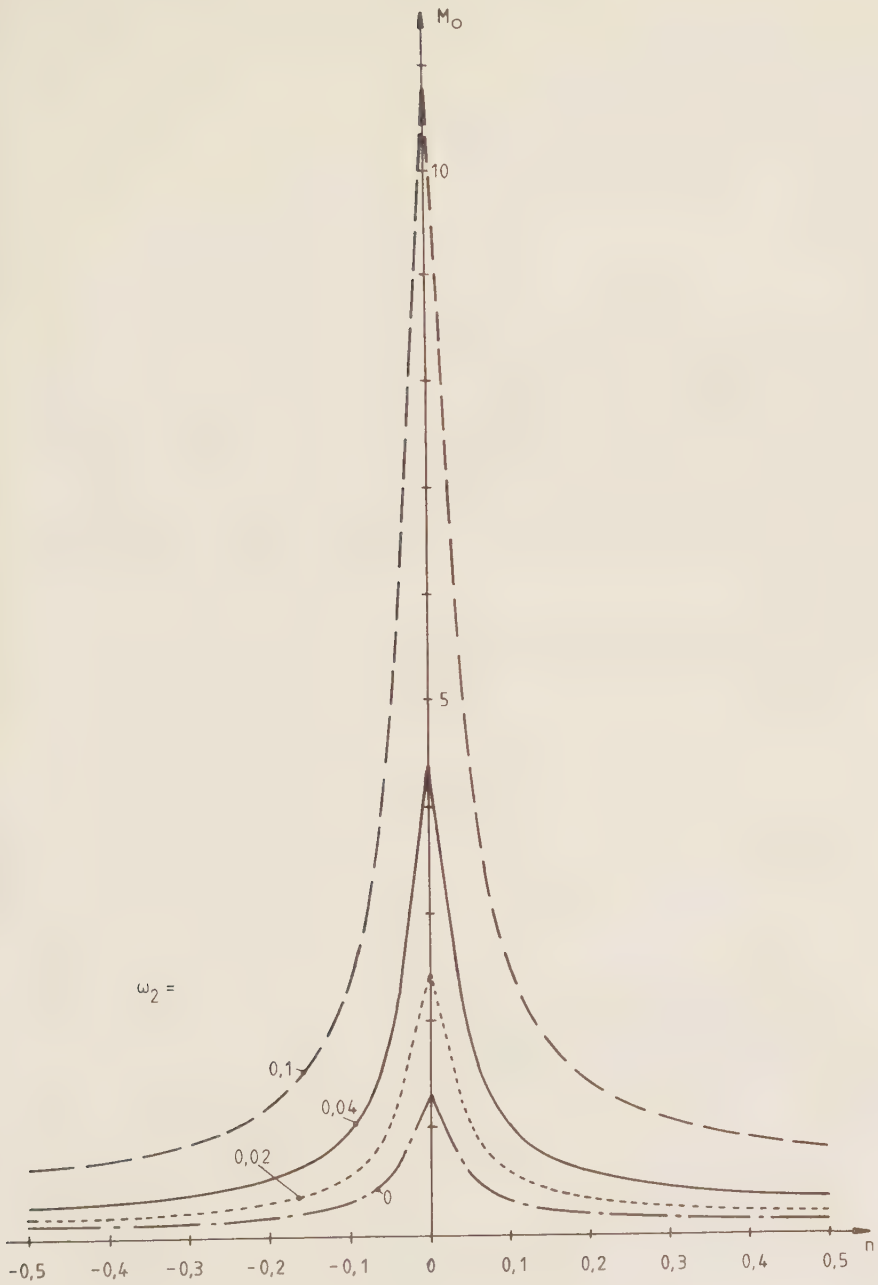


Bild 8.4 Empfindlichkeitsfunktion M_O des $\underline{u}_1, \underline{i}_1$, n - Modells

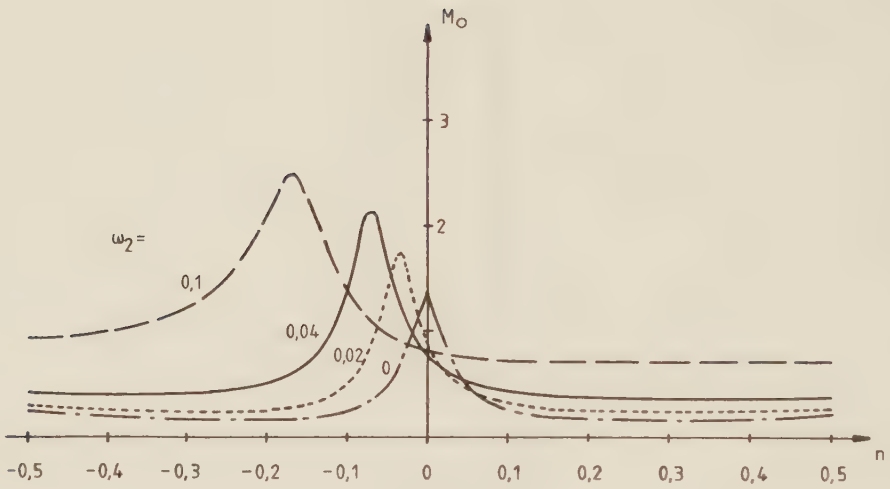


Bild 8.5 Empfindlichkeitsfunktion M_O des $\underline{u}_1$, n - Modells

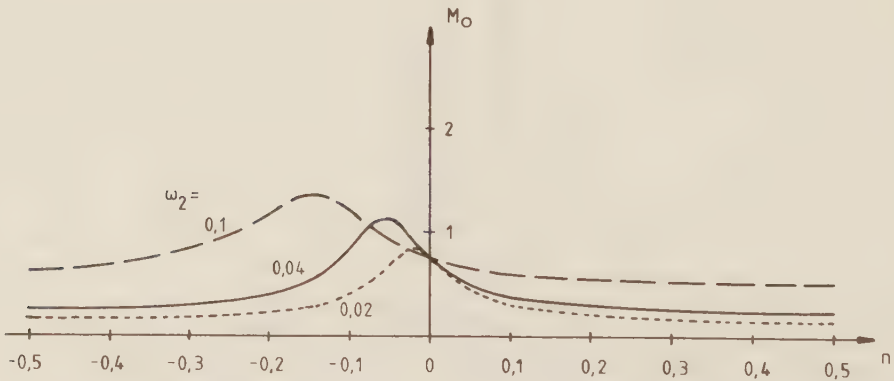


Bild 8.6 Empfindlichkeitsfunktion M_O des Beobachters mit den optimalen Rückführungen (Bilder 7.10, 7.11)

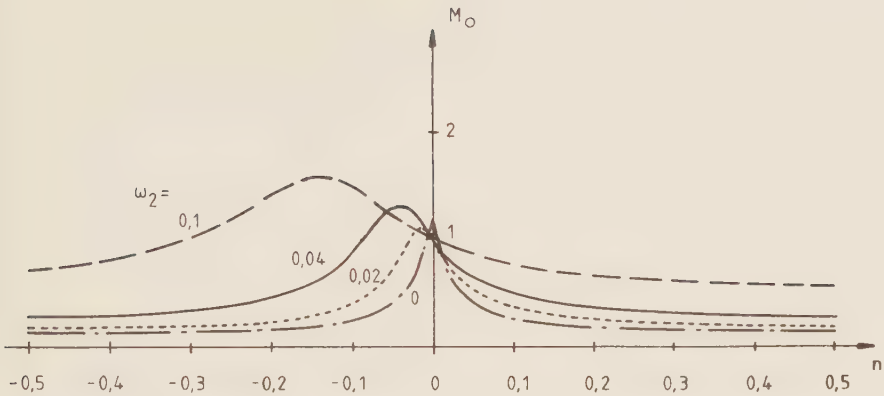


Bild 8.7 Empfindlichkeitsfunktion M_O des Beobachters mit konstanten Rückführungen gemäß Gl. (7.77)

Das $\underline{u}_1, \underline{i}_1$ - Modell zeigt seine größte Parameterempfindlichkeit in der Umgebung der Ständerfrequenz Null, während diese zu höheren Frequenzen hin stark abnimmt. Es ist auch hier, wie schon aus den in Kap. 6.2.2 dokumentierten Fehlerbetrachtungen ersichtlich, der große Einfluß einer Ständerwiderstandsverstimung zu erkennen. Wegen den Schwierigkeiten, die sich durch die offene Integration ergeben, ist eine Flußnachbildung bei kleinen Frequenzen nicht möglich. Deshalb genügt eine Betrachtung der Empfindlichkeitsfunktion im Frequenzbereich größer 0,5 Hz; dies entspricht bei den hier verwendeten bezogenen Größen, dem Bereich $|\omega_1| \geq 0,01$. Beim $\underline{u}_1, \underline{i}_1, n$ - Modell tritt das Maximum der Parameterempfindlichkeit bei Drehzahl Null auf. Diese nimmt jedoch mit wachsender Drehzahl rasch ab.

Vom $\underline{u}_1, n$ - Modell wäre zu bemerken, daß es die Vorteile des $\underline{i}_1, n$ - Modells, d.h. nicht zu großer Fehler bei Frequenz, bzw. Drehzahl Null und die Vorteile des $\underline{u}_1, \underline{i}_1$ - bzw. $\underline{u}_1, \underline{i}_1, n$ - Modells, d.h. mit der Drehzahl abnehmende Parameterempfindlichkeit, vereinigt.

Anhand der Empfindlichkeitsfunktionen des Beobachters bei optimalen als auch bei vereinfachten Rückführungen (Bilder 8.6 und 8.7) ist schon erkennbar, daß mit dem Beobachter eine Verringerung der Parameterempfindlichkeit gegenüber den herkömmlichen Modellen zu erzielen ist.

Da die Empfindlichkeitsfunktion M_o im allgemeinen, außer von der Modellvariante, bzw. dem Beobachterentwurf und den Modelldaten auch von der Drehzahl n und der Belastung ω_2 abhängt, wird dies im folgenden durch die Schreibweise $M_o(n, \omega_2)$ berücksichtigt.

Ein drehzahlunabhängiges Maß für die Parameterempfindlichkeit bildet die Gütefunktion $P_o(\omega_2)$, die man durch Berechnung der Fläche unter der Empfindlichkeitsfunktion $M_o(n, \omega_2)$ für jeweils konstantes ω_2 erhält.

Für $P_o(\omega_2)$ gilt:

$$P_o(\omega_2) = \int_{n=-1}^{n=+1} M_o(n, \omega_2) dn \quad . \quad (8.8)$$

Eine geschlossene Integration der Funktionen $M_o(n, \omega_2)$ erscheint sehr schwierig, so daß diese numerisch gemäß

$$P_o(\omega_2) \approx \sum_{i=1}^{400} M_o(n_i, \omega_2) \Delta n \quad , \quad (8.9)$$

mit $n_i = -1, -0,995, -0,990, \dots, 0,995$
 $\Delta n = 0,005$

durchgeführt wird /18/.

Die Ergebnisse sind in Bild 8.8 dargestellt.

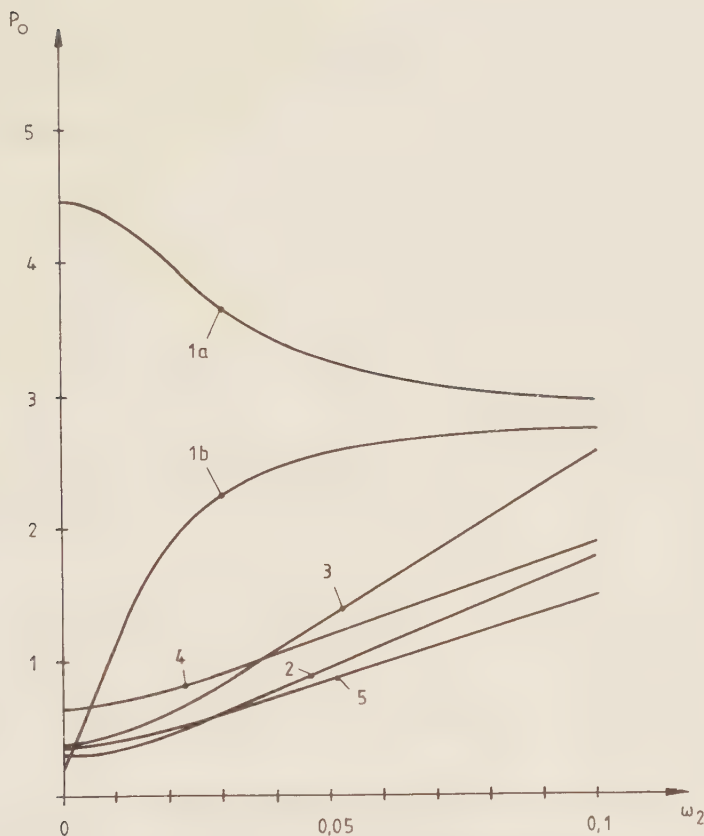


Bild 8.8 Gütefunktionen $P_o(\omega_2)$ von $\underline{i}_1$, n - Modell (1a), $\underline{i}_1$, ϑ - Modell (1b), $\underline{u}_1, \underline{i}_1$, - Modell ($|\omega_1| \leq 0,01$) (2), $\underline{u}_1, \underline{i}_1$, n - Modell (3), $\underline{u}_1$, n - Modell (4), sowie des Beobachters mit konstanten Rückführungen $k_1 = 0,85$, $k_2 = k_4 = 0,5 \operatorname{sgn}(n')$, $k_3 = -0,8$ (5)

Auf der Grundlage der Gütefunktion $P_o(\omega_2)$ können die Modelle sowohl untereinander als auch mit dem Beobachter bezüglich der Parameterempfindlichkeit für bestimmte Belastungen ω_2 verglichen werden.

Am schlechtesten schneidet dabei das $\underline{i}_1, n$ - Modell ab. Einen ungünstigen Verlauf, speziell bei Belastung, zeigt auch das $\underline{i}_1, \vartheta$ - Modell. Dies rührt von der bei allen Drehzahlen gleich großen, bzw. im Fall des $\underline{i}_1, n$ - Modells mit der Drehzahl sogar noch steigenden Abhängigkeit der Empfindlichkeitsfunktion $M_o(n, \omega_2)$ her.

Das $\underline{u}_1, \underline{i}_1$ - Modell scheint im Bereich $\omega_2 < 0,03$ besser als der Beobachter mit den vereinfachten konstanten Rückführungen zu sein. Es muß jedoch hierbei der eingeschränkte Betriebsbereich $|\omega_1| \leq 0,01$ berücksichtigt werden, da bei Frequenz Null die Empfindlichkeitsfunktion des $\underline{u}_1, \underline{i}_1$ - Modells unendlich groß wird. Unter diesem Gesichtspunkt besitzt der Beobachter die günstigste Gütefunktion $P_o(\omega_2)$.

Das $\underline{u}_1, \underline{i}_1, n$ - Modell liegt im Bereich $\omega_2 < 0,04$ zwischen Beobachter und $\underline{u}_1, n$ - Modell, während es bei größeren Belastungen schlechter als das $\underline{u}_1, n$ - Modell wird.

Bei der Ermittlung der Gütefunktion $P_o(\omega_2)$ geht durch die Integration über die Drehzahl eine Information über die Maximalwerte von $M_o(n, \omega_2)$ verloren, was eine relative Abschätzung der maximal auftretenden Parameterempfindlichkeit und damit auch des maximal auftretenden stationären Fehlers unmöglich macht.

Deshalb ist zur Beurteilung der Modelle und des Beobachters eine zusätzliche Angabe über die Maximalwerte von $M_o(n, \omega_2)$ in Form von $M_{o\max}(\omega_2)$ sinnvoll (Bild 8.9).

Die Empfindlichkeitsfunktion des $\underline{i}_1, \vartheta$ - Modells weist die geringsten Maximalwerte auf. Es sei an dieser Stelle jedoch daran erinnert, daß diese für den gesamten Drehzahlbereich gleich groß sind. Für das $\underline{u}_1, \underline{i}_1$ - und das $\underline{u}_1, \underline{i}_1, n$ - Modell, welche beim Vergleich mit Hilfe der Gütefunktion $P_o(\omega_2)$, zumindest teilweise die Gütefunktion des Beobachters erreichen, sind maximale Fehler zu erwarten, die weit über denen des Beobachters liegen.

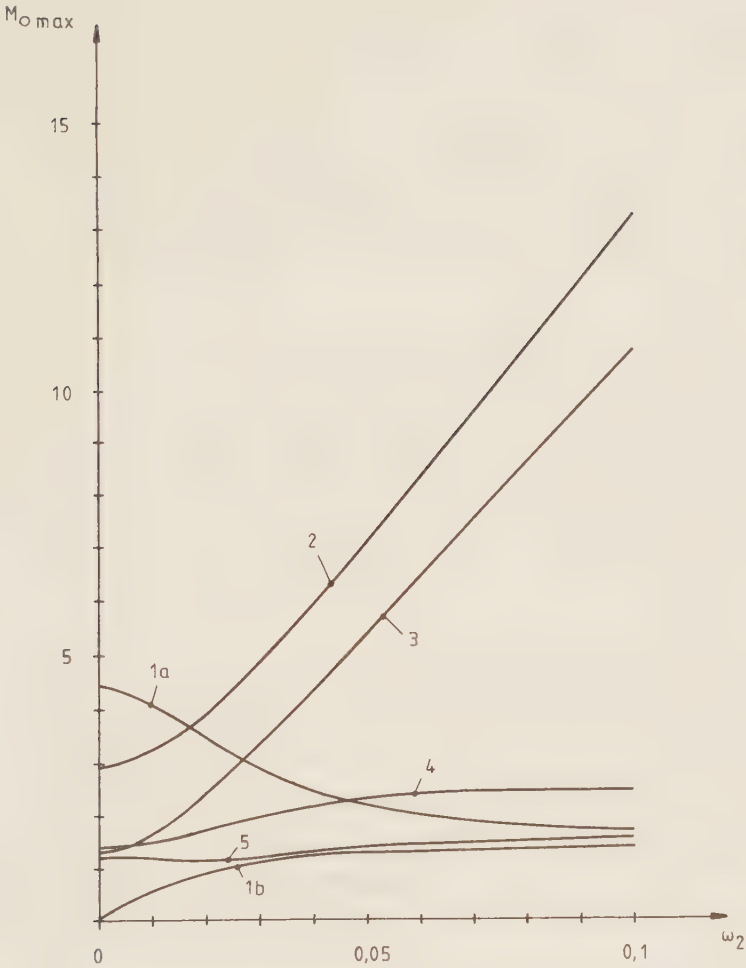


Bild 8.9 Maximalwerte der Empfindlichkeitsfunktion $M_O(n, \omega_2)$ von $\underline{i}_1, n$ - Modell (1a), $\underline{i}_1, \vartheta$ - Modell (1b), $\underline{u}_1, \underline{i}_1$ - Modell ($|\omega_1| \cong 0,01$) (2), $\underline{u}_1, \underline{i}_1, n$ - Modell (3), $\underline{u}_1, n$ - Modell (4), sowie des Beobachters mit konstanten Rückführungen $k_1 = 0,85$, $k_2 = k_4 = 0,5 \operatorname{sgn}(n')$, $k_3 = -0,8$ (5)

Größere Maximalwerte der Empfindlichkeitsfunktion zeigen gegenüber dem Beobachter auch die $\underline{i}_1$, n - und $\underline{u}_1$, n - Modelle.

Beurteilt man die Parameterempfindlichkeit der Modelle und des Beobachters mit Hilfe der Gütefunktion $P_o(\omega_2)$, und berücksichtigt man zusätzlich den Maximalwert der Empfindlichkeitsfunktion $M_{o\max}(\omega_2)$, so liefert der Beobachter im Vergleich zu allen Modellen die günstigsten Ergebnisse.

8.2.2 Vergleich mit Hilfe der Gütezahl G_o

Ein zusätzlich auch von der Belastung ω_2 unabhängiges Gütekriterium, ergibt sich durch folgende Definition:

$$G_o = \int_{\omega_2=0}^{\omega_2\max} P_o(\omega_2) d\omega_2 = \int_{\omega_2=0}^{\omega_2\max} \left[\int_{n=-1}^{n=1} M_o(n, \omega_2) dn \right] d\omega_2 \quad (8.10)$$

Die Gütezahl G_o stellt ein allgemeines Maß für die Parameterempfindlichkeit der Modelle, bzw. des Beobachters dar. Anschaulich läßt sich G_o als Fläche unter der Gütefunktion $P_o(\omega_2)$ zwischen $\omega_2 = 0$ und $\omega_2 = \omega_{2\max}$, oder bei einer dreidimensionalen Darstellung von $M_o(n, \omega_2)$, als Volumen über der $n - \omega_2$ - Ebene innerhalb der angegebenen Grenzen, deuten.

Eine analytische Integration über $P_o(\omega_2)$ ist wegen Gl. (8.9) nicht möglich, so daß zur Berechnung der Gütezahl G_o näherungsweise die Beziehung

$$G_o \approx \sum_{i=1}^{i_{\max}} 0,5 \left[P_o(\omega_{2,i-1}) + P_o(\omega_{2,i}) \right] \Delta\omega_2 \quad (8.11)$$

$$\begin{aligned} i &= 1, 2, \dots, i_{\max} \quad \text{mit } i_{\max} = 8, 20 \\ \omega_{2i} &= 0,005, 0,01, \dots, \omega_{2\max} \quad (\omega_{2\max} = 0,04; 0,1) \\ \Delta\omega_2 &= 0,005 \end{aligned}$$

Verwendung findet /18/.

Wird als obere Grenze für ω_2 , einerseits der bei Nennbelastung auftretende Wert $\omega_2 = 0,04$ und andererseits der Wert $\omega_2 = 0,1$, der eine kurzzeitige Überlastung der Asynchronmaschine berücksichtigen soll, herangezogen, so ergeben sich die in Tabelle 8.1 zusammengestellten Ergebnisse.

Bezieht man die Gütezahlen G_O auf die Gütezahl des Beobachters mit den konstanten Rückführungen $k_1 = 0,85$, $k_2 = k_4 = 0,5 \operatorname{sgn}(n')$, $k_3 = -0,8$, so erhält man eine direkte Vergleichsmöglichkeit zwischen dem Beobachter und den Modellen.

Modell	G_O $\omega_{2\max} = 0,04$	G_O $\omega_{2\max} = 0,1$	$\bar{G}_O = G_O / 0,021$ $\omega_{2\max} = 0,04$	$\bar{G}_O = G_O / 0,088$ $\omega_{2\max} = 0,1$
Beobachter konst. Rückf.	0,021	0,088	1	1
$\underline{i}_1, n$ -Modell	0,159	0,347	7,6	3,9
$\underline{i}_1, \vartheta$ -Modell	0,066	0,227	3,1	2,6
$\underline{u}_1, \underline{i}_1$ -Modell $ \omega_1 \leq 0,01$	0,020	0,097	0,95	1,1
$\underline{u}_1, \underline{i}_1, n$ -Modell	0,027	0,137	1,3	1,6
$\underline{u}_1, n$ -Modell	0,033	0,122	1,6	1,4

Tabelle 8.1 Gegenüberstellung der Modelle und des Beobachters anhand der Gütezahlen G_O und $\bar{G}_O$

Die bezogenen Zahlenwerte $\bar{G}_O$ bestätigen quantitativ die geringere Parameterempfindlichkeit des Beobachters gegenüber den Modellen. Beim $\underline{u}_1, \underline{i}_1$ -Modell ist wiederum wegen der offenen Integration, der eingeschränkte Betriebsbereich zu beachten.

9. Experimenteller Vergleich zweier Regelungsanordnungen zur Drehzahlregelung der Asynchronmaschine

Im folgenden werden zwei aus der Literatur bekannte Drehzahlregelverfahren für Asynchronmaschinen mit Hilfe der in Kap. 7.2.8.1 beschriebenen Versuchsanordnung experimentell untersucht und miteinander verglichen. Beiden Regelungsvarianten liegt das Prinzip der Feldorientierung zugrunde. Während bei der zuerst betrachteten relativ einfachen Regelungsanordnung keine unterlagerte Stromregelung vorgesehen ist, wird im zweiten Fall eine Regelung der Ständerströme im Flußkoordinatensystem durchgeführt. Der zur Realisierung der Stromregelung erforderliche Flußwinkel wird einerseits durch Nachbildung mit dem Beobachter und andererseits zum Vergleich, durch Messung mittels Hallsonden bestimmt.

Die Signalverarbeitung der Regelungsstrukturen ist jeweils in analoger Technik aufgebaut.

9.1 Drehzahlregelung der Asynchronmaschine ohne unterlagerte Stromregelung

9.1.1 Regelungsanordnung

Bei Verwendung eines Pulsumrichters mit Gleichspannungszwischenkreis, dessen Ansteuersignale sich aus Amplitude und Frequenz der gewünschten Ständerspannung zusammensetzen, bietet sich das von Flügel /24/ angegebene Regelverfahren an (Bild 9.1). Es handelt sich dabei um eine dynamisch hochwertige Drehzahlregelung mit gesteuerter Vorgabe des Läuferflusses mittels eines Entkopplungsnetzwerkes, die mit relativ geringem technischen Aufwand realisiert werden kann. Dieses Regelverfahren ist im Zusammenhang mit dem $\underline{u}_1, n$ -Modell im Flußkoordinatensystem in Kap. 5.4 näher beschrieben. Bild 9.1 unterscheidet sich von Bild 5.13 nur durch die zusätzlich eingezeichnete Istwertglättung für die Drehzahl und die Kennzeichnung der zum Entkopplungsnetzwerk nach /24/ gehörenden Baugruppen. Dieses beinhaltet

das in Bild 5.12 dargestellte $\underline{u}_1$, n - Modell im Flußkoordinatensystem, einen Wandler von kartesischen in polare Koordinaten und die Addition der bezogenen Größen ω_2^* und n .

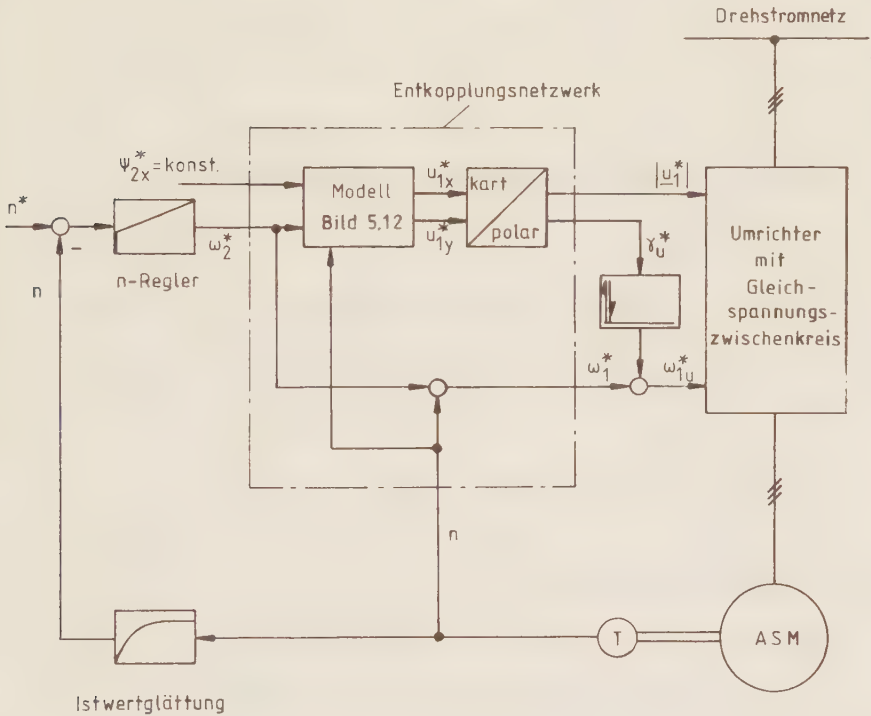


Bild 9.1 Drehzahlregelung mit Steuerung des Läuferflusses durch
Entkopplungsnetzwerk nach Flügel /24/

9.1.2 Drehzahlregelkreis

Aus den Gleichungen (2.7), (3.19) und (3.20) folgt für die Streckenübertragungsfunktion des Drehzahlregelkreises:

$$F_s(s) = \frac{\psi_{2x}^2}{R_2} \cdot \frac{1}{sT_A(1 + sT_{g1})} \quad (9.1)$$

T_{g1} ist die resultierende Streckenzeitkonstante, welche sich aus der Glättungszeitkonstanten des Drehzahlwertes und der Verzögerungszeit des Umrichters zusammensetzt.

Zur Regelung wird ein PI - Regler mit der Übertragungsfunktion

$$F_R = K_R \frac{1 + sT_N}{sT_N} \quad (9.2)$$

eingesetzt, der nach der Methode des Symmetrischen Optimums eingestellt wird /46/. Für die Reglerparameter folgt damit:

$$K_R = \frac{T_A R_2}{2 T_{g1} \psi_{2x}^2} \quad (9.3a)$$

$$T_N = 4 T_{g1} \quad (9.3b)$$

Eine Führungsglättung von

$$T_{w1} = 4 T_{g1} \quad (9.4)$$

dient zur Verringerung von Überschwingern aufgrund von sprungförmigen Führungsgrößenänderungen.

Mit der an der Versuchsanlage eingestellten Istwertglättung von 5 ms und einer Umrichterverzögerung $T_u \approx 1$ ms, ergibt sich für T_{g1} ein Wert von ca. 6 ms.

9.1.3 Experimentelle Ergebnisse

In den nachfolgenden Bildern sind einige Führungsübergangsfunktionen aufgezeichnet. Die obere Spur zeigt den Drehzahlverlauf, darunter ist das elektrische Drehmoment aufgetragen. Dieses errechnet sich aus dem Ständerstrom und den durch Hallsonden meßtechnisch zugänglichen Luftspaltfluß Ψ_h , gemäß der Beziehung :

$$d_M = i_{1\beta} \Psi_{h\alpha} - i_{1\alpha} \Psi_{h\beta} \quad . \quad (9.5)$$

Unter dem Drehmoment ist der Betrag des Läuferflusses zu sehen, der aus dem gemessenen Luftspaltfluß und dem Ständerstrom mit Hilfe von Gl. (4.2) und einem Betragsbildner gewonnen wird. Weiterhin ist das zu ω_2^* proportionale Ausgangssignal des Drehzahlreglers, der drehmomentbildende Strom i_{1y} und der Betrag des Ständerstromes aufgetragen.

Der drehmomentbildende Strom i_{1y} wird mit einem Vektordreher aus den ständerfesten Stromkomponenten $i_{1\alpha}$ und $i_{1\beta}$, unter Verwendung des gemessenen Läuferflußwinkels φ gebildet.

Bild 9.2 zeigt einen Reversiertvorgang von 750 U/min Linkslauf auf 750 U/min Rechtslauf und zurück bei unbelastetem Antrieb.

In Bild 9.3 ist derselbe Reversiertvorgang bei Belastung mit halber Nennlast dargestellt.

Drehzahlübergänge aus dem Stillstand auf 750 U/min, bzw. auf 150 U/min, jeweils ohne Last, sind in den Bildern 9.4 und 9.5 zu sehen.

Man erkennt an allen Meßschrieben, daß durch die Flußsteuerung mit Entkopplungsnetzwerk der Läuferfluß nicht exakt konstant gehalten werden kann. Die Schwachstellen des Regelungsverfahrens liegen zum Teil in der Parameterabhängigkeit des Entkopplungsnetzwerkes, das zur richtigen Vorgabe der Ständerspannung genau abgeglichen sein muß, hauptsächlich jedoch in der bei der Anordnung nach Bild 9.1 technisch nicht exakten Berücksichtigung des Winkels γ_u zwischen Läuferfluß - und Ständerspannungszeiger.

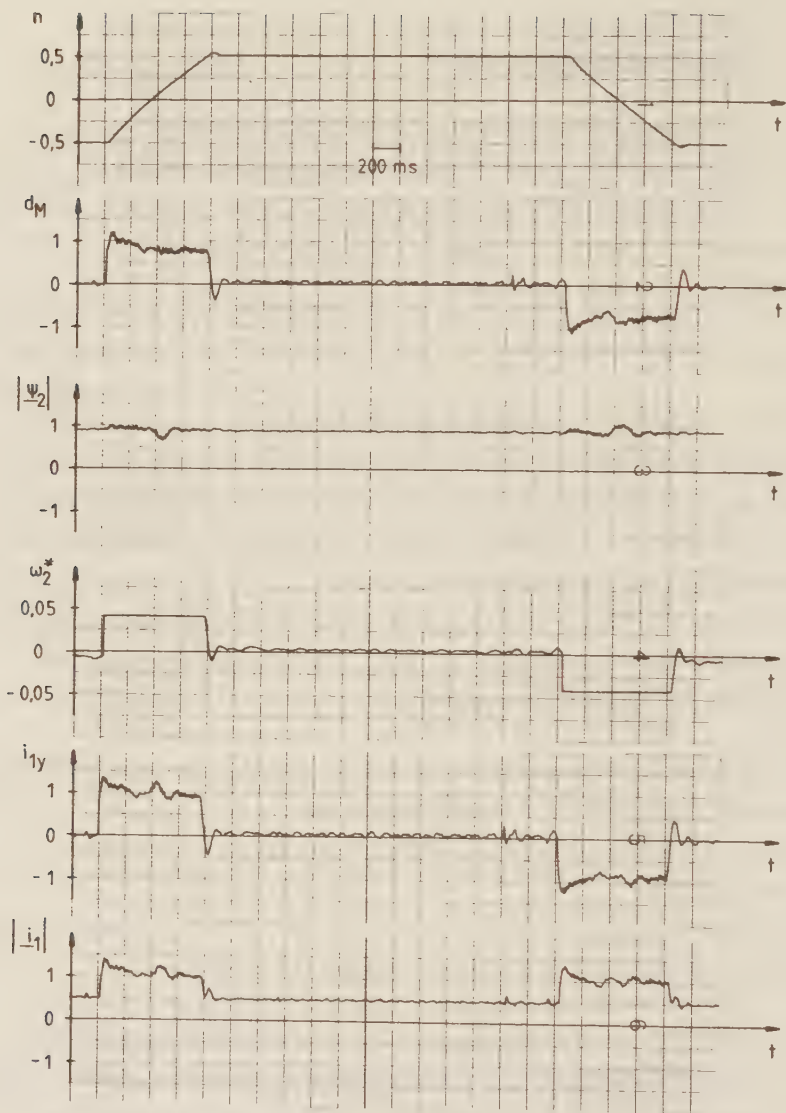


Bild 9.2 Reversiervorgang der unbelasteten Maschine

Maschinentemperatur: $\vartheta_1 = 42^\circ \text{C}$, $\vartheta_2 = 37^\circ \text{C}$

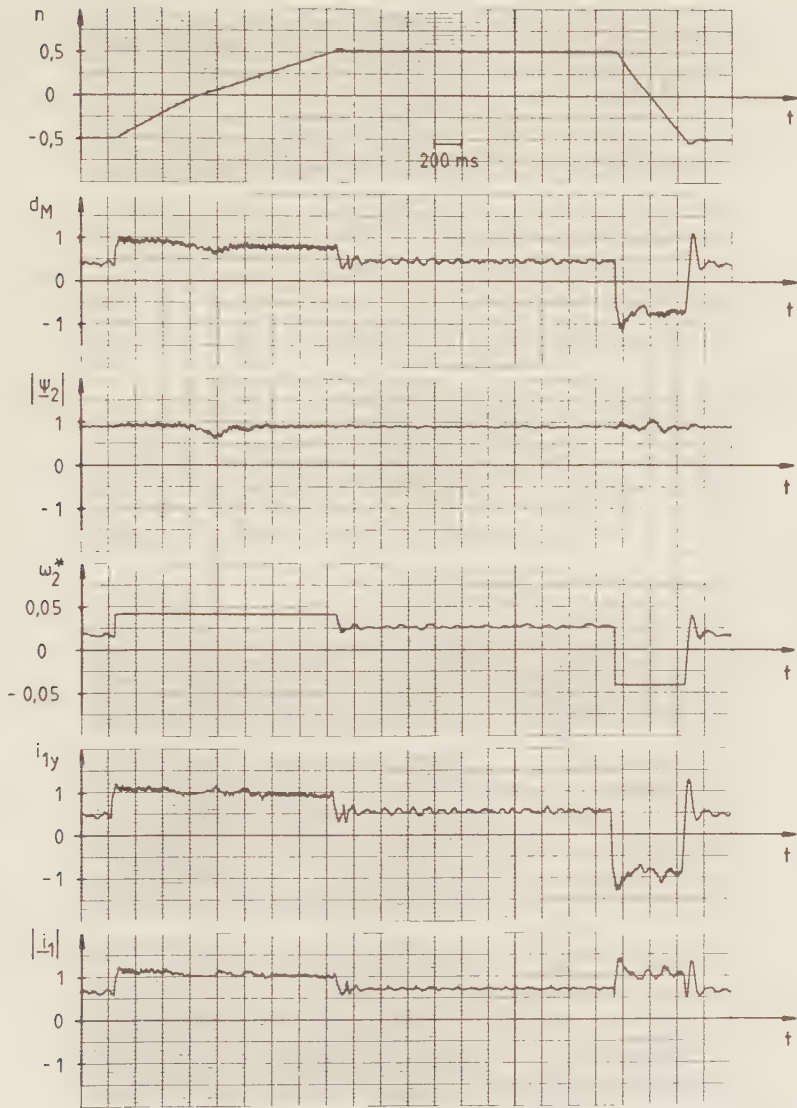


Bild 9.3 Reversiervorgang der mit halben Nennmoment belasteten Maschine

Maschinentemperatur: $\vartheta_1 = 44^\circ \text{C}$, $\vartheta_2 = 37^\circ \text{C}$

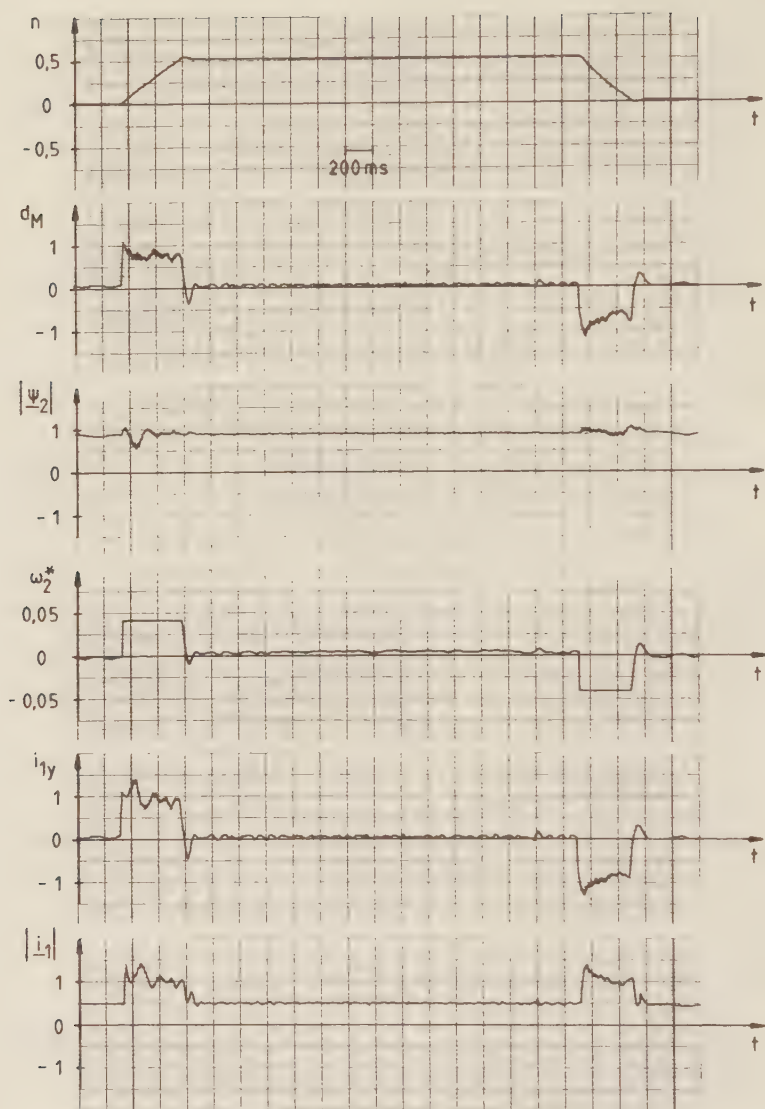


Bild 9.4 Hochlaufvorgang der unbelasteten Maschine aus dem Stillstand auf 750 U/min

Maschinentemperatur: $\vartheta_1 = 39^\circ \text{C}$, $\vartheta_2 = 36^\circ \text{C}$

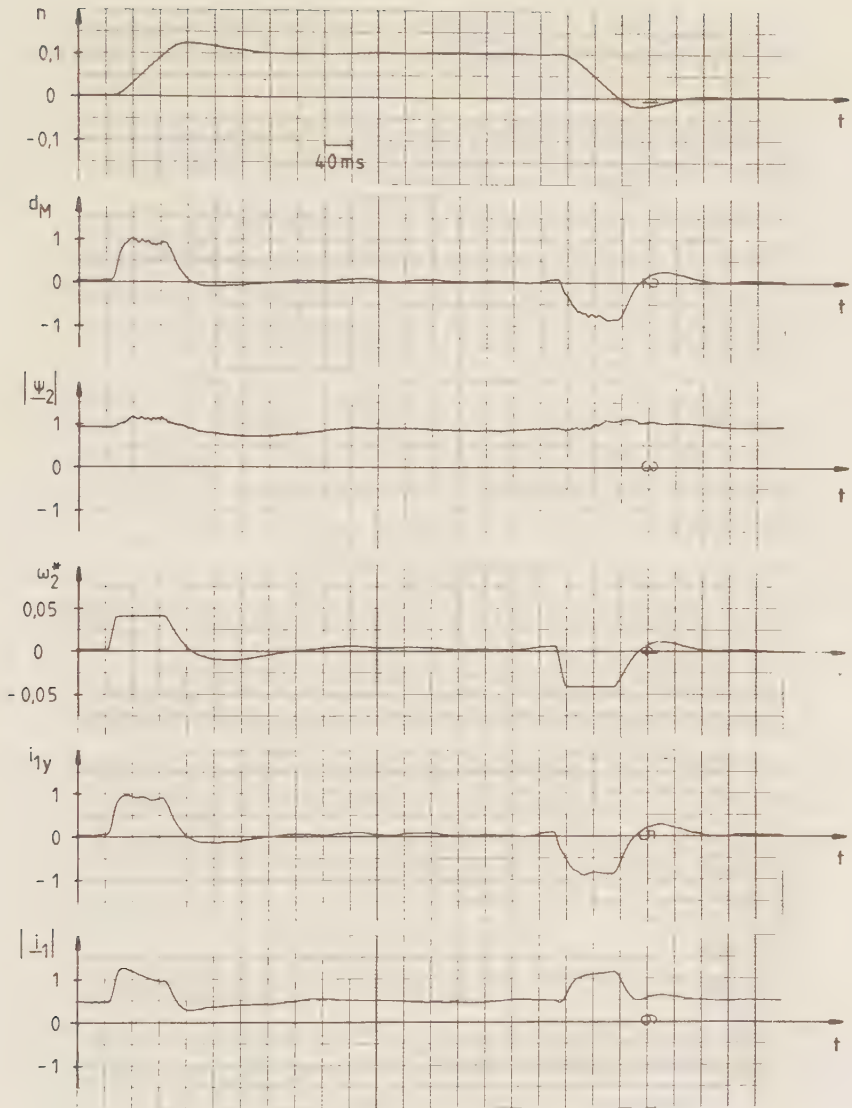


Bild 9.5 Hochlaufvorgang der unbelasteten Maschine aus dem Stillstand auf 150 U/min

Maschinentemperatur: $\vartheta_1 = 40^\circ \text{C}$, $\vartheta_2 = 37^\circ \text{C}$

Dieser ändert sich in Abhängigkeit vom jeweiligen Arbeitspunkt. Das hat zur Folge, daß die Frequenz der Ständerspannung bei dynamischen Vorgängen von der Frequenz des Flusses abweicht. Der Sollwert für die Frequenz der Ständerspannung wird hier, ebenso wie bei Flügel /24/, aus dem Sollwert für die Frequenz des Flußzeigers und der zeitlichen Ableitung von γ_U^* gebildet. Durch die nichtideale Differentiation ergeben sich speziell bei Übergangsvorgängen, Abweichungen von der gewünschten Orientierung des Ständerstromes an den Läuferfluß. Dies wirkt sich in Form von Flußschwankungen und in entsprechend ungünstigen Verläufen des drehmomentbildenden Stromes i_{1y} und des Motormomentes d_M aus. Der gute Drehzahlverlauf bei Einbrüchen des Läuferflußbetrages ist nur durch ein entsprechendes Ansteigen des Ständerstromes möglich. Es muß trotz Begrenzung des Drehzahlreglers auf ω_{2N} mit Stromspitzen bis zum 1,5 fachen des Nennstromes gerechnet werden, was wiederum für den Umrichter problematisch sein kann. Ebenso können vorgeschaltete Schutzeinrichtungen ansprechen.

Der stationäre Amplitudenfehler aufgrund von Parameterabweichungen, kann mit Hilfe der bei den Meßschrieben angegebenen Ständer- und Läufertemperaturen und den in Kap. 6.2.4 durchgeführten Untersuchungen näherungsweise abgeschätzt werden. Dessen errechnetes Maximum liegt nach Bild 6.11 bei Nennbelastung in der Größenordnung von ca. 12 % und ist damit deutlich kleiner als der tatsächlich auftretende Amplitudenfehler.

Die Flußsteuerung mit Entkopplungsnetzwerk stellt eine dynamische Erweiterung der schon seit längerer Zeit bekannten Kennlinienverfahren dar /22,52/. Bei den Kennlinienverfahren wird die Ständerspannungsamplitude drehzahl- und lastabhängig vorgegeben, so daß sich im stationären Fall Nennfluß in der Maschine einstellt. Die dynamische Berücksichtigung des Winkels zwischen Läuferfluß- und Ständerspannungszeiger entfällt dort.

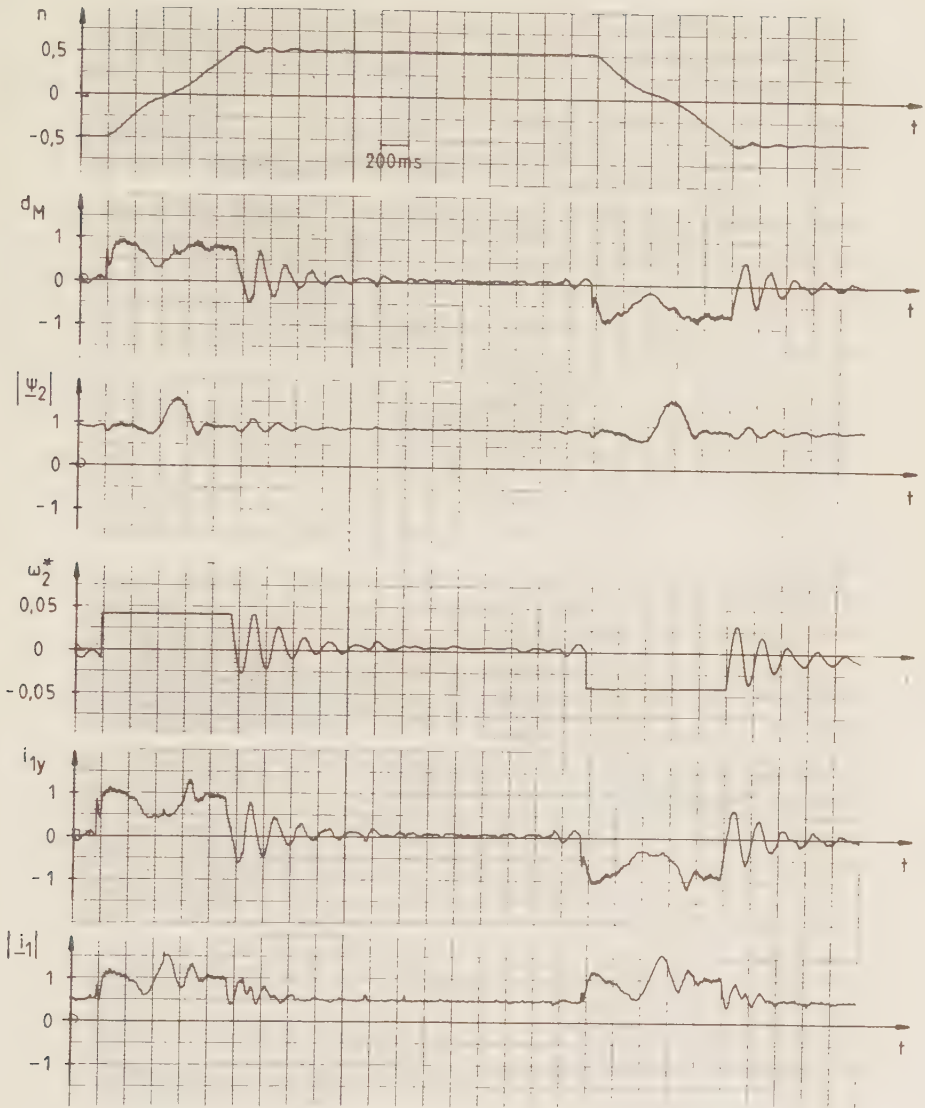


Bild 9.6 Reversiervorgang der unbelasteten Maschine ohne Berücksichtigung
des Winkels γ_u

Maschinentemperatur: $\vartheta_1 = 44^\circ \text{C}$, $\vartheta_2 = 37^\circ \text{C}$

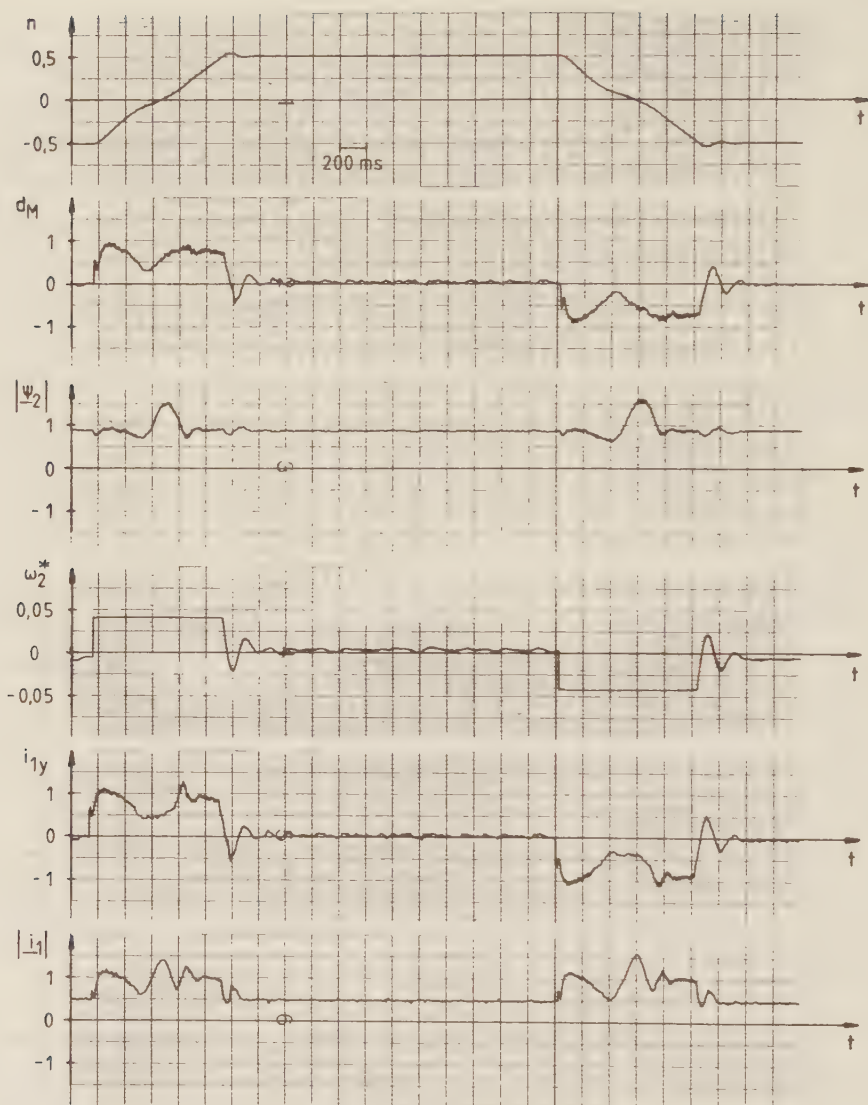


Bild 9.7 Reversiervorgang der unbelasteten Maschine ohne Berücksichtigung des Winkels γ_u nach einer Vergrößerung der Nachstellzeit des Drehzahlreglers um den Faktor 1,5

Maschinentemperatur: $\vartheta_1 = 44^\circ \text{C}$, $\vartheta_2 = 37^\circ \text{C}$

Bild 9.6 veranschaulicht anhand des gleichen Führungssprunges und derselben Reglereinstellung, wie bei Bild 9.2 recht deutlich, wenn die Winkelaufschaltung nicht im Eingriff ist. Der gewünschte Zusammenhang zwischen Flußsollwert und der zugehörigen Ständerspannung, der eine vom Fluß entkoppelte schnelle Verstellbarkeit des Drehmomentes ermöglicht, ist dadurch bei Übergangsvorgängen nicht mehr gewährleistet. Das hat große Schwankungen im Läuferflußbetrag zur Folge. Ebenso geht die Proportionalität zwischen ω_2 und dem Drehmoment verloren. Die auftretende Schwingneigung kann durch eine Vergrößerung der Nachstellzeit T_N des Drehzahlreglers um den Faktor 1,5 beseitigt werden (Bild 9.7). Dadurch ändert sich jedoch nicht der prinzipielle ungünstige Verlauf der für die Regelung relevanten Größen.

9.2 Drehzahlregelung der Asynchronmaschine mit unterlagelter Stromregelung im Flußkoordinatensystem

9.2.1 Regelungsanordnung

Steht ein Istwertsignal für den Läuferfluß nach Betrag und Phase zur Verfügung, so kann, wie schon in Bild 3.5 zu sehen ist, zusätzlich zum Drehzahlregler ein Flußregler und je ein Regler für die beiden Stromkomponenten im Flußkoordinatensystem vorgesehen werden.

Bild 9.8 zeigt die resultierende Regelungsanordnung, die in ähnlicher Form auch in /21/ angegeben ist.

Der Flußregler liefert den Sollwert des flußbildenden Stromes i_{1x} , während die Ausgangsgröße des Drehzahlreglers ein Maß für das geforderte Drehmoment darstellt. Aus Gl. (3.20) folgt für den drehmomentbildenden Strom:

$$i_{1y} = \frac{x_2}{x_h} \frac{d_M}{\psi_{2x}} \quad (9.6)$$

Dieser Zusammenhang wird durch den Dividierer berücksichtigt.



Bild 9.8 Drehzahlregelung mit unterlagerter Regelung der fluß- und drehmomentbildenden Stromkomponenten

Die Istwerte der fluß- und drehmomentbildenden Stromkomponenten er-
rechnen sich mit Hilfe eines Vektordrehers aus den Stromkomponenten
im ständerfesten Koordinatensystem. Den dazu erforderlichen Flußwinkel
erhält man aus den Läuferflußkomponenten $\psi_{2\alpha}$ und $\psi_{2\beta}$, die entweder durch
Messung, oder wie in Bild 9.8 dargestellt, durch Einsatz eines Beobachters
nach Kap. 7 bestimmt werden. Der Vektoranalysator VA /4,8,9/ bildet
daraus den Betrag des Flusses und die für den Vektordreher nötigen Größen
 $\sin \hat{\psi}$ und $\cos \hat{\psi}$.

Zusammen mit den Stromreglern liefert die Entkopplung, die die Verkopplung
in der Maschine aufheben soll, die Spannungssollwerte u_{1x}^* , u_{1y}^* im Fluß-
koordinatensystem. Durch eine nachfolgende Vektordrehung mit dem Läufer-
flußwinkel werden die Spannungskomponenten $u_{1\alpha}^*$ und $u_{1\beta}^*$ im Ständerko-
ordinatensystem errechnet. Diese stellen die Sollwerte für den Pulswechsel-
richter dar.

9.2.2 Betrachtung der einzelnen Regelkreise

9.2.2.1 Stromregelkreise und Entkopplung

Durch Eliminieren des Ständerflusses und des Läuferstromes, ergeben sich
aus den Maschinengleichungen (3.10 - 3.17) im synchron mit dem Läufer-
flußzeiger umlaufenden Koordinatensystem folgende Beziehungen:

$$u_{1x} = i_{1x} \left(R_1 + \frac{X_h^2}{X_2^2} R_2 \right) + \sigma X_1 \frac{di_{1x}}{dt} - \psi_{2x} \frac{X_h}{X_2} \frac{R_2}{X_2} - i_{1y} \omega_1 \sigma X_1 \quad (9.7a)$$

$$u_{1y} = i_{1y} \left(R_1 + \frac{X_h^2}{X_2^2} R_2 \right) + \sigma X_1 \frac{di_{1y}}{dt} + \psi_{2x} \frac{X_h}{X_2} n + i_{1x} \omega_1 \sigma X_1 \quad (9.7b)$$

Im weiteren werden die Abkürzungen

$$u_{Rx} = i_{1x} \left(R_1 + \frac{X_h^2}{X_2^2} R_2 \right) + \sigma X_1 \frac{di_{1x}}{dt} \quad (9.8a)$$

$$u_{Ry} = i_{1y} \left(R_1 + \frac{X_h^2}{X_2^2} R_2 \right) + \sigma X_1 \frac{di_{1y}}{dt} \quad (9.8b)$$

und

$$R_o = R_1 + \frac{X_h^2}{X_2^2} R_2 \quad (9.9)$$

eingeführt.

Anhand der Gleichungen (9.7) ist die verkoppelte Struktur der Asynchronmaschine ersichtlich.

Bild 9.9 veranschaulicht die Wirkungsweise der Entkopplung.

Die Stromkomponente i_{1x} hängt außer von u_{1x} auch von der Läuferflußamplitude, der Frequenz des Flusses und der drehmomentbildenden Stromkomponente ab.

Ähnliches gilt für die Stromkomponente i_{1y} .

Hebt man nun die Einflüsse von Fluß, Frequenz, Drehzahl und der jeweils anderen Stromkomponente mit Hilfe der Entkopplung durch Aufschalten der entsprechenden Größen mit umgekehrten Vorzeichen auf, so ergibt sich für die Regelstrecken der beiden Stromregelkreise die gleiche einfache Struktur. Resultierend bleibt jeweils ein Verzögerungsglied 1. Ordnung.

Mit der Verzögerungszeit T_u des Umrichters gilt für die beiden Stromkomponenten dieselbe Streckenübertragungsfunktion:

$$F_i(s) = \frac{i_{1x}(s)}{u_{Rx}(s)} = \frac{i_{1y}(s)}{u_{Ry}(s)} = \frac{1/R_o}{(1 + s\sigma X_1/R_o)(1 + sT_u)} \quad (9.10)$$

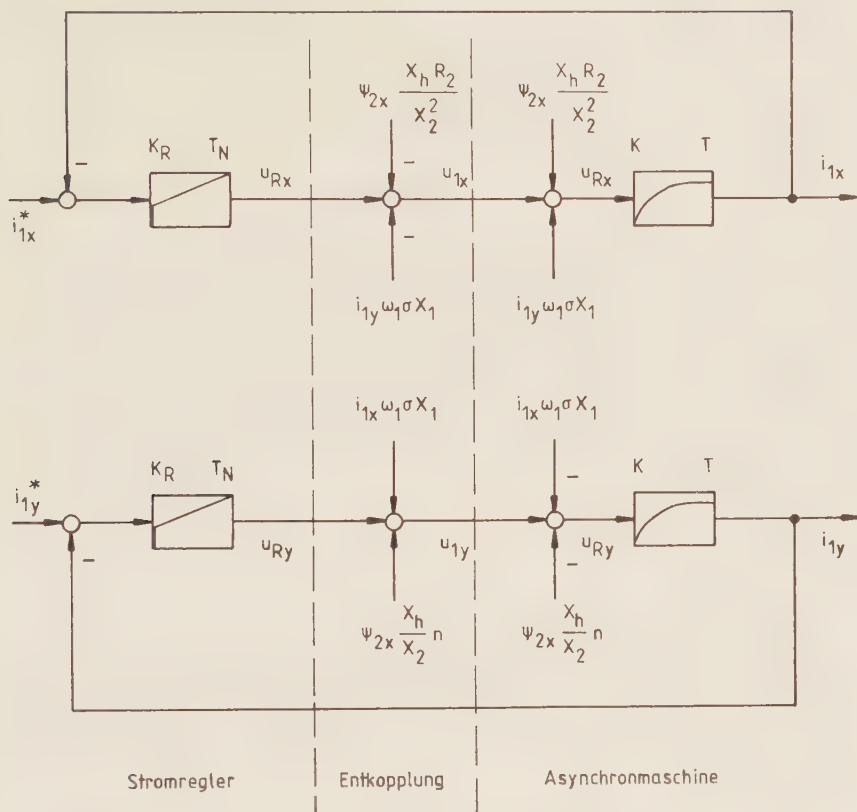


Bild 9.9 Entkopplung der Stromregelkreise

$$(K = 1/R_o, T = \sigma X_1/R_o)$$

Zur Stromregelung finden PI - Regler, die nach dem Betragsoptimum eingestellt werden, Verwendung.

Für die Reglerparameter gilt dann:

$$K_R = \frac{\sigma X_1}{2T_u} \quad (9.11a)$$

$$T_N = \frac{\sigma X_1}{R_0} \quad (9.11b)$$

Die daraus resultierende für beide Stromregelkreise gültige Führungsübertragungsfunktion lautet damit näherungsweise:

$$F_{wi}(s) \approx \frac{1}{1 + s 2 T_u} \quad (9.12)$$

Bei der praktischen Realisierung der Entkopplung taucht die Schwierigkeit auf, daß meist die Frequenz des Läuferflusses als analoge Meßgröße nicht vorliegt. Deshalb wird, wie auch schon in der Literatur /7,21,27/ vorgeschlagen, an deren Stelle die Drehzahl der Maschine verwendet. Die durchgeführten Untersuchungen bestätigen die Zulässigkeit dieser Maßnahme. Weiterhin zeigt sich auch, daß die Parameterabhängigkeit der Entkopplung im Hinblick auf die Arbeitsweise der Stromregelung weitgehend unkritisch ist.

9.2.2.2 Flußregelkreis

Mit Gleichung (3.18) und der Führungsübertragungsfunktion des Stromregelkreises erhält man für den überlagerten Flußregelkreis folgende Streckenübertragungsfunktion:

$$F_F(s) = \frac{X_h}{(1 + s X_2/R_2) (1 + s 2 T_u)} \quad (9.13)$$

Bei wiederum betragsoptimaler Reglereinstellung des PI - Reglers folgt für die Reglerparameter:

$$K_R = \frac{X_2}{X_h R_2 4 T_u} \quad (9.14a)$$

$$T_N = \frac{X_2}{R_2} \quad (9.14b)$$

9.2.2.3 Drehzahlregelkreis

Für die Streckenübertragungsfunktion des Drehzahlregelkreises gilt mit den Gleichungen (2.7) und (3.20):

$$F_n(s) = \frac{X_h}{X_2} \psi_{2x} \frac{1}{s T_A (1 + s T_{g2})} \quad , \quad (9.15)$$

wobei T_{g2} sich aus der Glättungszeitkonstanten des Drehzahlwertes und der Zeitkonstanten des Stromregelkreises zusammensetzt. Die Reglerparameter des nach dem symmetrischen Optimum eingestellten Drehzahlregelkreises gehorchen den Beziehungen:

$$K_R = \frac{X_2 T_A}{2 X_h \psi_{2x} T_{g2}} \quad (9.16a)$$

$$T_N = 4 T_{g2} \quad . \quad (9.16b)$$

Zur Verkleinerung des Überschwingens bei sprunghaftigen Führungsgrößenänderungen wird wieder eine Sollwertglättung von

$$T_{w2} = 4 T_{g2} \quad (9.17)$$

vorgesehen.

9.2.3 Experimentelle Ergebnisse

In den Bildern 9.10 - 9.13 sind einige Führungsübergangsfunktionen dargestellt. Um einen direkten Vergleich mit dem in Kap. 9.1 untersuchten Regelungsverfahren zu ermöglichen, werden hier die gleichen Führungssprünge betrachtet. Es handelt sich zuerst wieder um je einen Reversiervorgang von 750 U/min Linkslauf auf 750 U/min Rechtslauf und zurück bei unbelastetem (Bild 9.10) und mit halber Nennlast belastetem Antrieb (Bild 9.11).

Die weiteren Meßschriebe zeigen Drehzahlübergänge aus dem Stillstand auf 750 U/min (Bild 9.12) und auf 150 U/min (Bild 9.13) im unbelasteten Fall.

In den einzelnen Spuren sind wiederum Drehzahl, Drehmoment, Läuferflußbetrag, das dem Drehmomentsollwert proportionale Ausgangssignal des Drehzahlreglers, die drehmomentbildende Stromkomponente und der Ständerstrombetrag untereinander aufgetragen.

An dieser Stelle sei erinnert, daß das Drehmoment, der Läuferflußbetrag und der drehmomentbildende Strom aus dem mittels Hallsonden gemessenen Luftspaltfluß und dem Ständerstrom gebildet werden.

Die zur Regelung benötigte Information über den Läuferfluß wird mit Hilfe des in Kap. 7 beschriebenen Beobachters, mit den konstanten Rückführungen nach Gl. (7.77), ermittelt.

Man sieht anhand der Aufzeichnungen, daß bei dem Regelverfahren mit unterlagerter Stromregelung eine wesentlich bessere Führung der drehmomentbildenden Stromkomponente, und damit auch des Drehmomentes möglich ist. Das gleiche gilt ebenso für die flußbildende Stromkomponente und den Maschinenfluß. Dadurch können bei einer entsprechend eingestellten Begrenzung des Drehzahlreglers keine für Umrichter und Schutz-einrichtungen kritischen Stromspitzen auftreten.

Die Bilder 9.10 - 9.13 zeigen kleinere Abweichungen des gemessenen Läuferflußbetrages vom Idealverlauf. Da die Flußregelung auf den beobachteten Läuferfluß erfolgt, sind diese auf die unterschiedlichen Verläufe von Hallsonden- und Beobachtersignal zurückzuführen. Die Gründe hierfür liegen einerseits in dem drehzahl- und lastabhängigen Nachbildungsfehler des Beobachters auf Grund von Parameterabweichungen. Aus den während der Übergangsvorgänge gemessenen Ständer- und Läufertemperaturen folgt eine Parameterverstimmung in der Weise, daß die Maschinenwiderstände kleiner als die im Beobachter eingestellten Werte sind. Andererseits sind die Flußabweichungen, wie auch aus den Bildern 7.25 - 7.32 hervorgeht, auf die bei

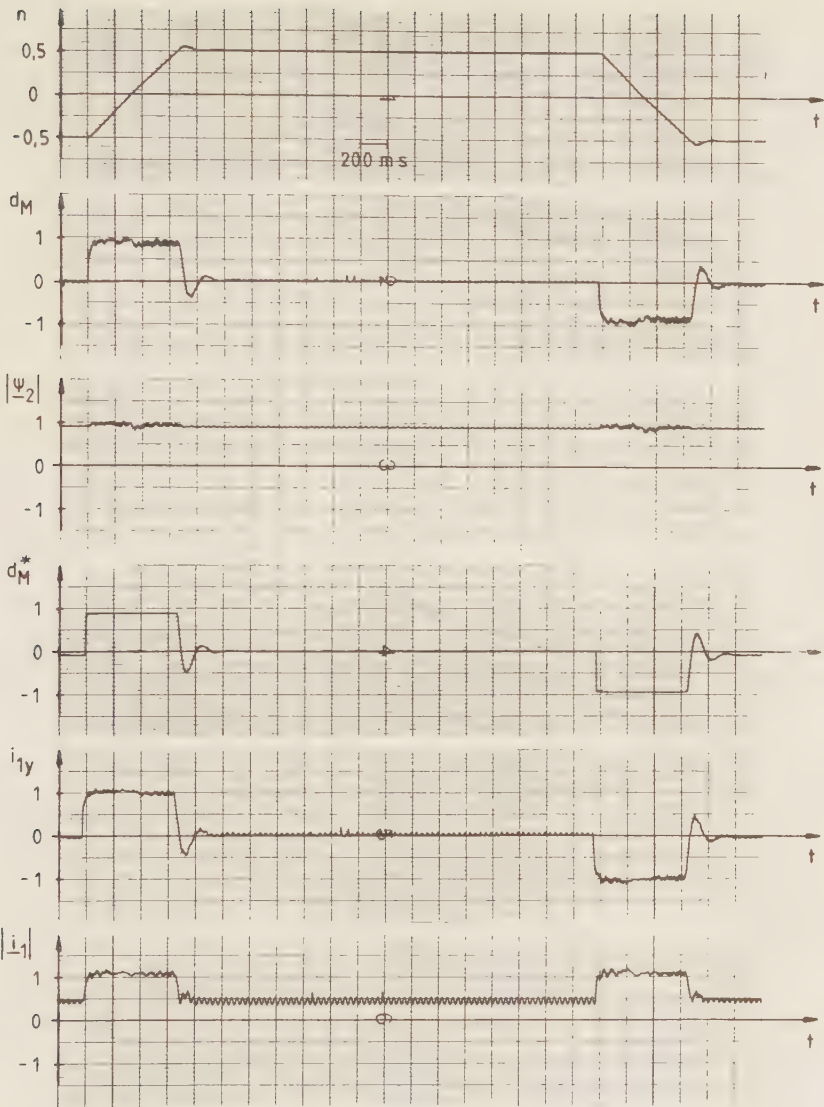


Bild 9.10 Reversiervorgang der unbelasteten Maschine (mit Beobachter)

Maschinentemperatur: $\vartheta_1 = 40^\circ \text{C}$, $\vartheta_2 = 35^\circ \text{C}$

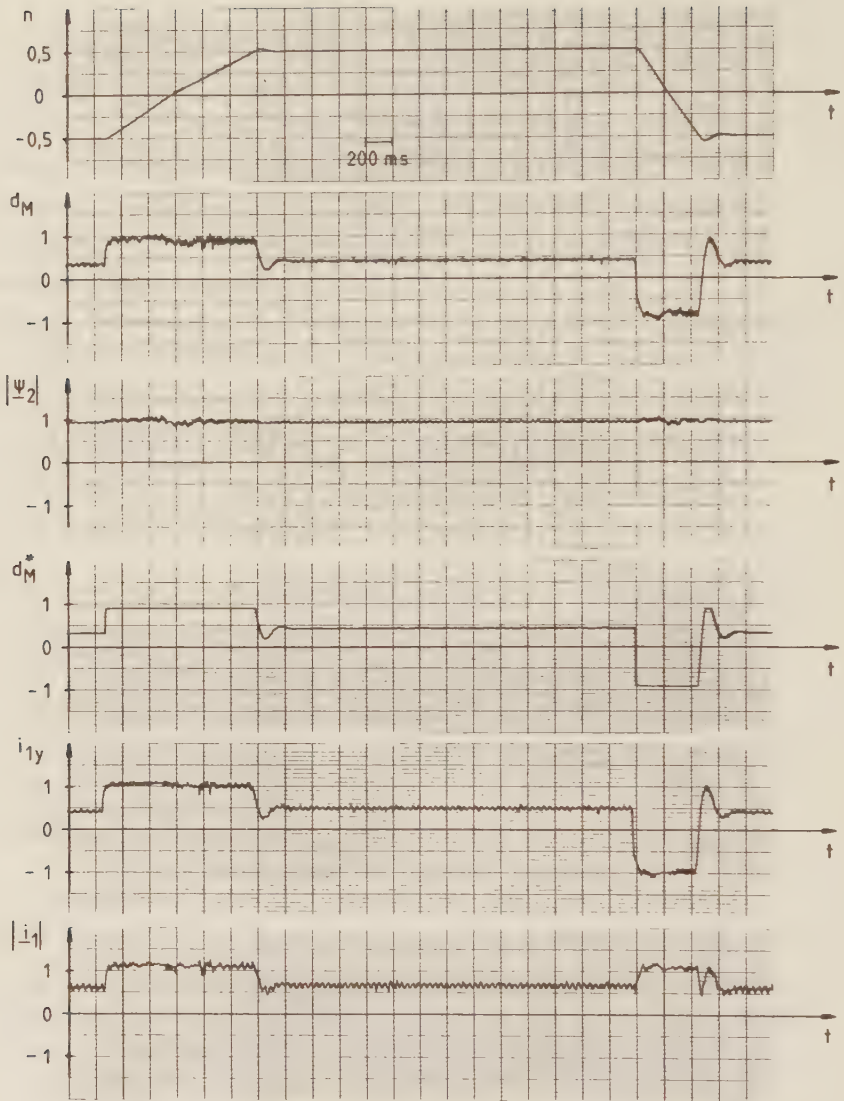


Bild 9.11 Reversiervorgang der mit halben Nennmoment belasteten Maschine
(mit Beobachter)

Maschinentemperatur: $\vartheta_1 = 44^\circ \text{C}$, $\vartheta_2 = 40^\circ \text{C}$

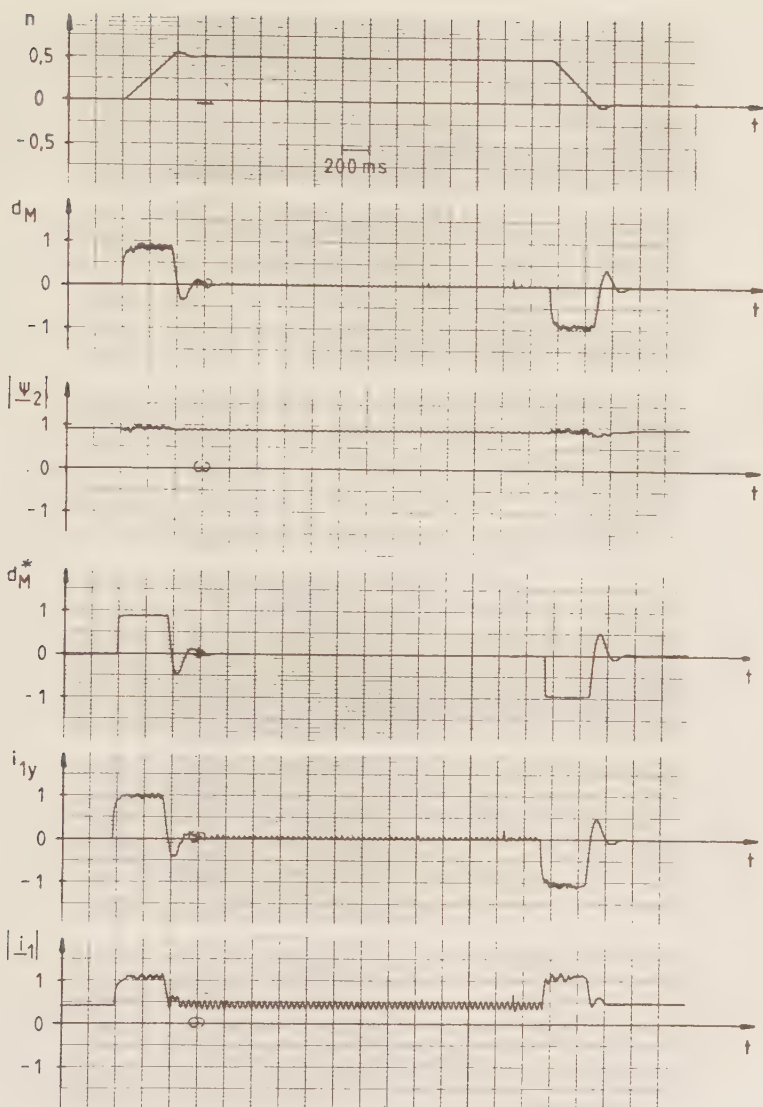


Bild 9.12 Hochlaufvorgang der unbelasteten Maschine aus dem Stillstand auf 750 U/min (mit Beobachter).

Maschinentemperatur: $\vartheta_1 = 41^\circ \text{C}$, $\vartheta_2 = 38^\circ \text{C}$

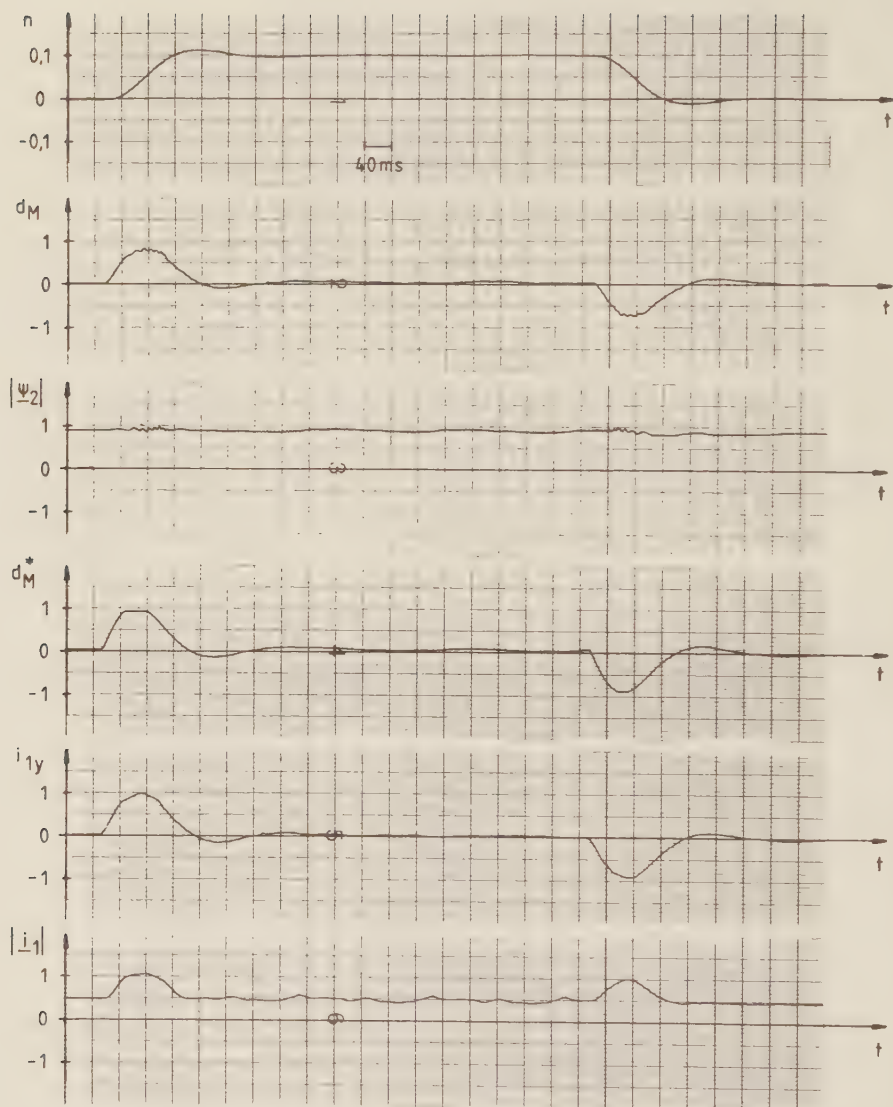


Bild 9.13 Hochlaufvorgang der unbelasteten Maschine aus dem Stillstand auf 150 U/min (mit Beobachter).

Maschinentemperatur: $\vartheta_1 = 34^\circ \text{C}$, $\vartheta_2 = 32^\circ \text{C}$

Übergangsvorgängen und bei Belastung stärker auftretenden Verzerrungen des Hallsondensignals, zurückzuführen. Diese rühren von den mit zunehmendem Strom stärker in den Vordergrund tretenden Wicklungs- und Nutungsoberschwingungen her. Das Hallsondensignal kann dadurch merkbar, von der bei Leerlauf in guter Näherung als sinusförmig angenommenen Kurvenform, abweichen (Bild 7.29).

Die Bilder 9.14 und 9.15 zeigen die gleichen Drehzahlübergänge, wie die Bilder 9.10 und 9.13. Jedoch wird jetzt zur Koordinatentransformation und zur Flußregelung, anstelle des beobachteten, der gemessene Fluß verwendet. Es ist dabei das im Mittel konstantere und von der Temperatur unabhängige Meßsignal des Läuferflusses zu sehen. Die Regelung auf diesen speziell bei Belastung nicht mehr exakt sinusförmigen Istwert, führt dann aber zu einem unruhigeren Verlauf des Ständerstrombetrages.

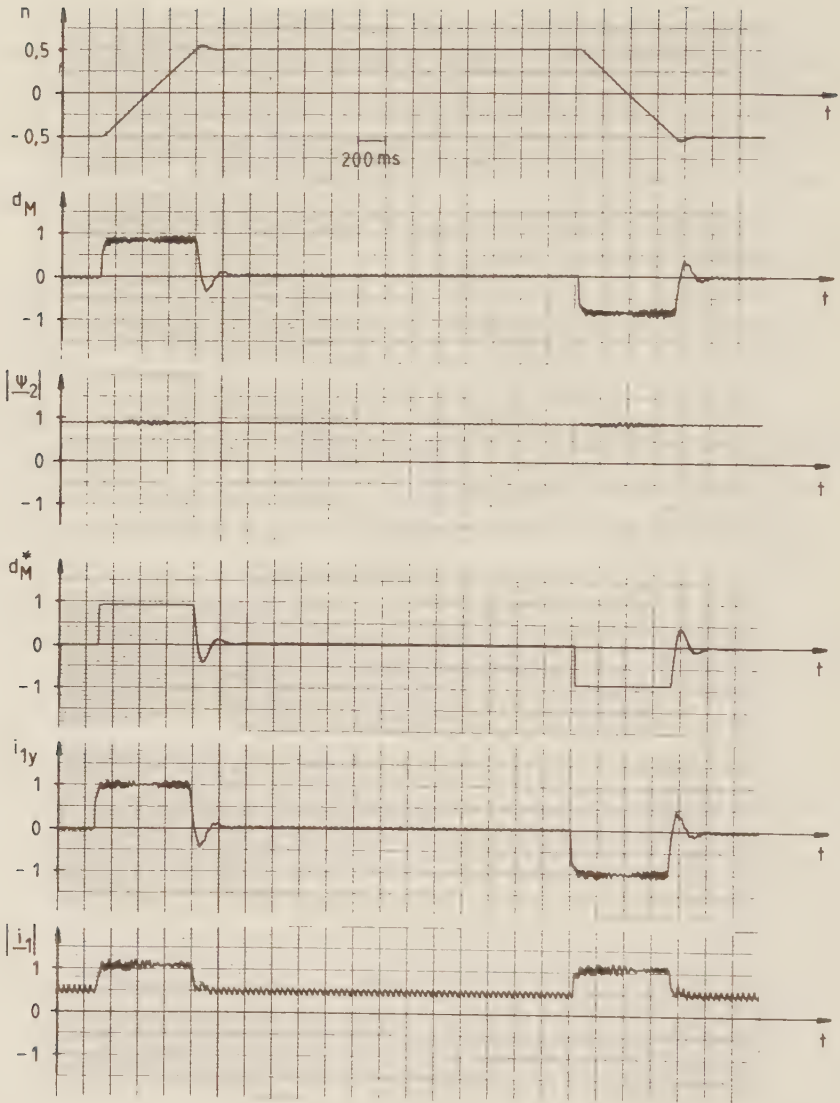


Bild 9.14 Reversiervorgang der unbelasteten Maschine (mit Flußmessung)

Maschinentemperatur: $\vartheta_1 = 35^\circ \text{C}$, $\vartheta_2 = 35^\circ \text{C}$

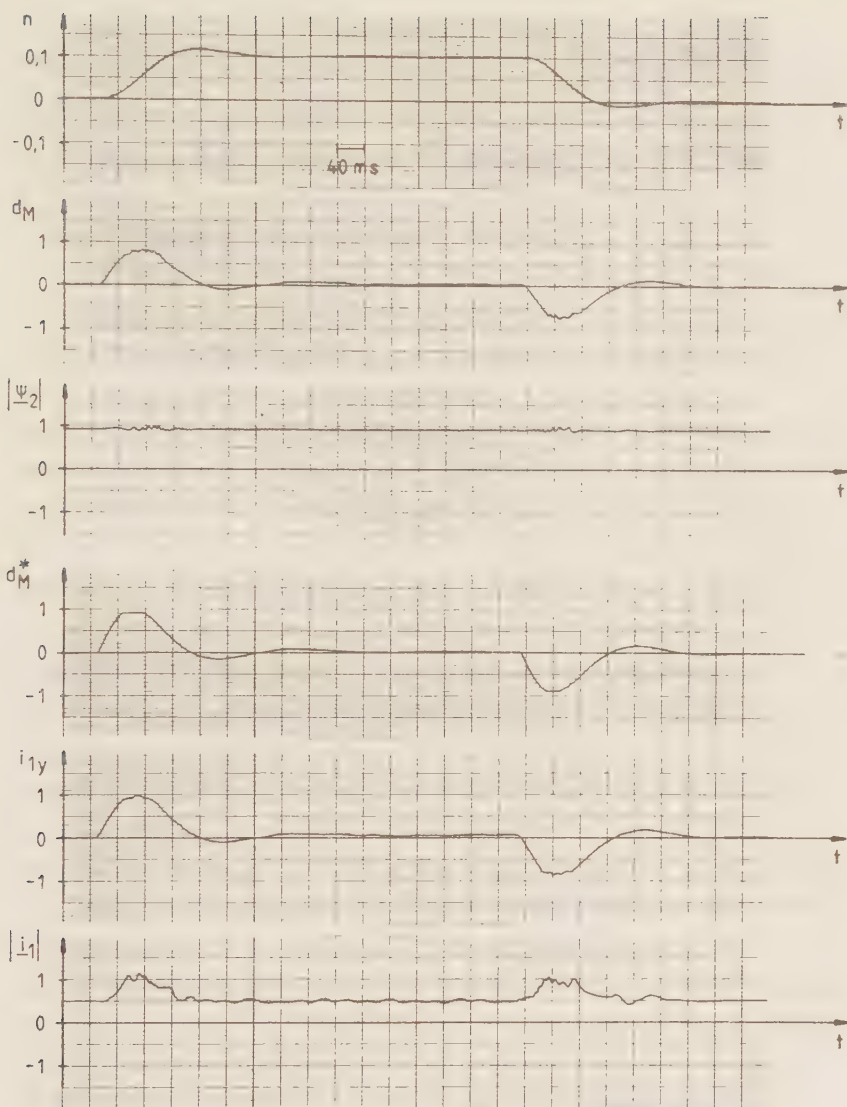


Bild 9.15 Hochlaufvorgang der unbelasteten Maschine aus dem Stillstand auf 150 U/min (mit Flußmessung).

Maschinentemperatur: $\vartheta_1 = 37^\circ \text{C}$, $\vartheta_2 = 35^\circ \text{C}$

10. Zusammenfassung

Das Prinzip, alle in der Maschine auftretenden Spannungen, Ströme und Flüsse auf ein mit dem Läuferflußzeiger rotierendes Koordinatensystem zu beziehen, liefert die Grundlage aller bisher bekannten dynamisch hochwertigen Drehzahlregelungen der Asynchronmaschine. Zur praktischen Realisierung der entsprechenden Regelungsanordnungen finden wegen den Problemen, die eine meßtechnische Ermittlung des dazu notwendigen Läuferflusses mit sich bringen, meist nur Modellvorstellungen Verwendung.

In der vorliegenden Arbeit werden zuerst die verschiedenen aus den Maschinengleichungen resultierenden Modelle vorgestellt. Weiterhin wird gezeigt, daß sich daraus direkt einige bekannte Regelungsanordnungen ableiten lassen.

Danach folgt in einem gesonderten Abschnitt eine Betrachtung des aufgrund von Parameterabweichungen hervorgerufenen stationären Fehlers zwischen Modell- und Maschinenfluß. Dieser ist außer von der momentan aktuellen Parameterverstimmung, vom Betriebspunkt und von der Modellstruktur abhängig. Bei den meisten Modellen tritt der größte Fehler im Bereich kleiner Drehzahlen, bzw. kleiner Ständerfrequenzen auf, der jedoch mit zunehmender Drehzahl abnimmt. Erwähnenswert ist, daß bei einer der Modellformen der zugehörige stationäre Fehler bezüglich des Arbeitspunktes nur von der Belastung abhängt und über der Drehzahl jeweils konstant bleibt. An einer anderen Modellstruktur ergibt sich die Besonderheit, daß eine offene Integration erforderlich wird, was den Einsatz dieses Modells bei sehr kleinen Frequenzen unmöglich macht.

Zur Gewinnung einer Läuferflußnachbildung mit geringer Parameterempfindlichkeit wird in dieser Arbeit ein gegenüber Parameterschwankungen robuster Beobachter für die Läuferflußkomponenten der Asynchronmaschine vorgeschlagen. Der Beobachterentwurf erfolgt auf der Grundlage von Empfindlich-

keitsfunktionen, die die Empfindlichkeit der Nachbildung gegenüber Parameterschwankungen beschreiben. Man erhält unter Verwendung eines geeigneten numerischen Optimierungsverfahrens die hierfür optimalen Rückführkoeffizienten, die Funktionen der Drehzahl und der Belastung sind, und sich dementsprechend schwer realisieren lassen. Deswegen werden schrittweise Vereinfachungen der Rückführungen durchgeführt, ohne daß die Parameterempfindlichkeit des Beobachters zu stark anwächst. Es ergeben sich schließlich konstante Rückführkoeffizienten, die nur aus Stabilitätsgründen einer drehrichtungsabhängigen Umschaltung bedürfen. Der somit erhaltene Beobachter wird bezüglich seiner Parameterempfindlichkeit mit Hilfe geeigneter Gütekriterien mit den Modellen verglichen. Es zeigt sich, daß unter Berücksichtigung aller innerhalb des Grunddrehzahlbereiches möglichen Betriebszustände der Beobachter gegenüber den Modellen die geringste Parameterempfindlichkeit aufweist. Weiterhin sind auch keine Einschränkungen bei kleinen Drehzahlen, bzw. kleinen Frequenzen notwendig.

Der Beobachter wurde am Antrieb praktisch erprobt. Die experimentellen Ergebnisse bestätigen die geringe Parameterempfindlichkeit und die einwandfreie Arbeitsweise des Beobachters bei kleinen Drehzahlen, als auch bei Stillstand der Maschine.

Im letzten Kapitel werden zwei feldorientierte Regelverfahren miteinander verglichen. Es handelt sich einerseits um eine einfachere Variante ohne unterlagerte Stromregelung mit indirekter Flußführung, und andererseits um eine Anordnung mit unterlagerter Ständerstromregelung im Flußkoordinatensystem und zusätzlicher Regelung des Flußbetrages. Im Rahmen eines weiteren Vergleichs wird hierbei zur Feldorientierung der mittels Hallsonden gemessene und der mit dem Beobachter nachgebildete Fluß verwendet.

Die größten Unterschiede im Verhalten der beiden Regelverfahren sind in den Verläufen von Drehmoment und Flußbetrag zu sehen. Es zeigt sich,

daß bei der Variante mit unterlagerter Stromregelung, außer einer wesentlich besseren Führung des Drehmomentes, auch eine ausgezeichnete Konstanz des Flußbetrages erzielbar ist.

Anhand der durchgeführten Messungen ist weiterhin ersichtlich, daß mit dem Beobachter eine hochdynamische gegenüber Parameterschwankungen robuste Regelung der Asynchronmaschine ohne Flußmessung realisiert werden kann.

11. Literaturverzeichnis

- /1/ Abbondanti, A.: Method of flux control in induction motors driven by variable frequency, variable voltage supplies
IEEE, IAS-International semiconductor power converter conference, März 1977
S. 177 - 184
- /2/ Abraham, L.
Kuhn, W.: Möglichkeiten und Grenzen bei der Regelung von umrichter gespeisten Kurzschlußläufermaschinen
IFAC-Symposium, Control in power electronics and electrical drives, Düsseldorf (1974)
S. 587 - 602
- /3/ Ackermann, J.: Einführung in die Theorie der Beobachter
Regelungstechnik 24 (1976) S. 217 - 226
- /4/ Becker, H.: Dynamisch hochwertige Drehzahlregelung einer umrichter gespeisten Asynchronmaschine
Regelungstechnische Praxis und Prozeß-Rechentechnik (1973) S. 217 - 221
- /5/ Bellini, A.
Figalli, G.
Lombardi, T.: An approach to induction machines by means of the bilinear system theory
Istituto di Automatica, Università di Roma (Institutsbericht), Mai 1978
- /6/ Bellini, A.
Figalli, G.: A bilinear observer of the state of the induction machine
Ricerche di Automatica (1978) S. 70 - 85
- /7/ Berger, G.: Feldorientierte Drehzahlregelung einer spannungsgesteuerten Drehstromasynchronmaschine mit Kurzschlußläufer
Elektrie 36 (1982) S. 466 - 469
- /8/ Blaschke, F.: Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die TRANSVEKTOR-Regelung von Drehfeldmaschinen
Siemens-Zeitschrift 45 (1971) S. 757 - 760

- /9/ Blaschke, F.: Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine
Siemens Forsch.- u. Entwickl.- Berichte 1
(1972) S. 184 - 193
- /10/ Blaschke, F.: Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine
Dissertation TU Braunschweig 1974
- /11/ Blaschke, F.
Bayer, K.H.: Die Stabilität der feldorientierten Regelung von Asynchronmaschinen
Siemens Forsch.- u. Entwickl.- Berichte 7
(1978) S. 77 - 81
- /12/ Blaschke, F.
Böhm, K.: Verfahren der Felderfassung bei der Regelung stromrichter gespeister Asynchronmaschinen
IFAC-Symposium, Control in power electronics and electrical drives, Düsseldorf (1974)
S. 635 - 649
- /13/ Böhm, K.
Wesselak, F.: Drehzahlregelbare Drehstromantriebe mit Umrichterspeisung
Siemens- Zeitschrift 45 (1971) S. 753 - 757
- /14/ Brammer, K.
Siffling, G.: Kalman- Bucy- Filter
R. Oldenbourg Verlag, München - Wien 1975
- /15/ Bronstein, I.N.
Semendjajew, K.A.: Taschenbuch der Mathematik
Verlag Harri Deutsch Frankfurt/Main und Zürich, 1974
- /16/ Bühler, H.: Einführung in die Theorie geregelter Drehstromantriebe
Band 1: Grundlagen
Birkhäuser Verlag Basel 1977
- /17/ wie /16/ Band 2: Anwendungen
- /18/ Bühler, R.: Entwurf und Untersuchung eines Beobachters für die Läuferflußkomponenten der Asynchronmaschine
Diplomarbeit am Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Steuerungen der Universität Erlangen- Nürnberg (Betreuer: W. Zägelein)

- /19/ Ecklebe, P.: Ein vereinfachtes Verfahren zur feldorientierten Regelung der Asynchronmaschine mit Kurzschlußläufer
Elektrie 32 (1978) S. 465 - 466
- /20/ Fink, R.
Grumbrecht, P.
Raatz, E.: Steuerung und Regelung von direktumrichter-
gespeisten Synchronmaschinen
Techn. Mitteilungen AEG- Telefunken (1981)
S. 55 - 60
- /21/ Flöter, W.
Ripperger, H.: Die TRANSVEKTOR- Regelung für den feld-
orientierten Betrieb einer Asynchronmaschine
Siemens- Zeitschrift 45 (1971) S. 761 - 764
- /22/ Flügel, W.: Erweitertes Verfahren zur dynamisch richtigen
Steuerung des Flusses bei der Drehzahlregelung
von umrichter- gespeisten Asynchronmaschinen
ETZ-A 99 (1978) S. 185 - 188
- /23/ Flügel, W.: Steuerung des Flusses von umrichter- gespeisten
Asynchronmaschinen über Entkopplungsnetzwerke
ETZ- Archiv (1979) S. 347 - 350
- /24/ Flügel, W.: Drehzahlregelung umrichter- gespeister Asy-
maschinen bei Steuerung des Flusses durch
Entkopplungsnetzwerke
Dissertation TU München 1981
- /25/ Flügel, W.: Drehzahlregelung der spannungsumrichter-
gespeisten Asynchronmaschine im Grunddreh-
zahl- und Feldschwächbereich
ETZ- Archiv 4 (1982) S. 143 - 150
- /26/ Föllinger, O.: Regelungstechnik
Elitera- Verlag, Berlin 1978
- /27/ Gabriel, R.
Leonhard, W.
Nordby, C.: Regelung der stromrichter- gespeisten Drehstrom-
Asynchronmaschine mit einem Mikrorechner
Regelungstechnik 27 (1979) S. 379 - 386
- /28/ Gabriel, R.: Feldorientierte Regelung einer Asynchronma-
schine mit einem Mikrorechner
Dissertation TU Braunschweig 1982

- /29/ Garcés, L.J.:

Ein Verfahren der Parameteranpassung bei der Drehzahlregelung der umrichter gespeisten Käfigläufermaschine
Dissertation TH Darmstadt 1982
- /30/ Grzybowski, W.
Paszek, W.
Siwinski, J.:

Optimierung des dynamischen Verhaltens thyristor umrichter gespeister Induktionsmotoren
Elektrie 32 (1978) S. 387 - 391
- /31/ Hasse, K.:

Zum dynamischen Verhalten der Asynchronmaschine bei Betrieb mit variabler Ständerfrequenz und Ständerspannung
ETZ-A 89 (1968) S. 77 - 81
- /32/ Hasse, K.:

Zur Dynamik drehzahl geregelter Antriebe mit stromrichter gespeisten Asynchron - Kurzschlußläufermaschinen
Dissertation TH Darmstadt 1969
- /33/ Hasse, K.:

Drehzahlregelverfahren für schnelle Umkehrantriebe mit stromrichter gespeisten Asynchron-Kurzschlußläufermotoren
Regelungstechnik 20 (1972) S. 60 - 66
- /34/ Held, E.
Klautschek, H.
Schröder, L.:

SIMOVERT- Einmotorenantrieb für Spinnextruder
Siemens- Zeitschrift 45 (1971) S. 195 - 197
- /35/ Kaczorek, T.:

Proportional - integral observers for linear multivariable time - varying systems
Regelungstechnik 27 (1979) S. 359 - 363
- /36/ Kaźmierkowski, M.P.
Köpcke, H.-J.:

Ein analoger Echtzeitrechner zur Untersuchung und Regelung von umrichter gespeisten Drehstromantrieben
ETZ- Archiv 4 (1982) S. 171 - 176
- /37/ Kaźmierkowski, M.P.
Köpcke, H.-J.:

Vergleich dynamischer Eigenschaften verschiedener Steuer- und Regelverfahren für umrichter gespeiste Asynchronmaschinen
ETZ- Archiv 4 (1982) S. 269 - 272
- /38/ Kornhaas, I.:

Indirekte Flußerfassung in Drehstromasynchronmaschinen mit Kurzschlußläufer
Elektrie 36 (1982) S. 458 - 462

- /39/ Kovács, K.P.
Racz, I.:
Transiente Vorgänge in Wechselstromma-
schinen Bd. 1 u. Bd. 2
Verlag der ungarischen Akademie der
Wissenschaften, Budapest 1959
- /40/ Langweiler, F.
Richter, M.:
Flußfassung in Asynchronmaschinen
Siemens- Zeitschrift 45 (1971) S. 768 - 771
- /41/ Löser, F.
Sattler, Ph.K.:
Optimizing of the efficiency by the control of
inverter - fed induction machines especially
regarding saturation and heat effects
IFAC-Symposium, Control in power electronics
and electrical drives, Lausanne (1983)
S. 25 - 32
- /42/ Luenberger D.G.:
An introduction to observers
IEEE Trans. on Automat. Contr. 16 (1971)
S. 596 - 602
- /43/ Mäder, G.:
Regelung einer Asynchronmaschine unter
alleiniger Verwendung an den Klemmen meß-
barer Größen
Dissertation TH Darmstadt 1981
- /44/ Pavlik, E.:
Anschauliche Darstellung des Beobachters
nach Luenberger
Regelungstechnik 26 (1978) S. A5 - A11
- /45/ Pfaff, G.:
Regelung elektrischer Antriebe I
R. Oldenbourg Verlag, München - Wien 1971
- /46/ Pfaff, G.
Meier, Ch.:
Regelung elektrischer Antriebe II
R. Oldenbourg Verlag, München - Wien 1982
- /47/ Pfaff, G.:
Time - response analysis for inverter - fed
induction motors with controlled stator current
IFAC-Symposium, Control in power electronics
and electrical drives, Düsseldorf (1977)
S. 493 - 499
- /48/ Plunkett, A.:
Direct flux and torque regulation in a PWM
inverter - induction motor drive
IEEE Trans. on Ind. Appl. 13 (1977)
S. 139 - 146

- /49/ Plunkett, A.
D'Ate, J.
Lipo, T.:

Synchronous control of a static AC induction motor drive
IEEE Trans. on Ind. Appl. 15 (1979)
S. 430 - 437
- /50/ Plunkett, A.
Lipo, T.:

New methods of induction motor torque regulation
IEEE Trans. on Ind. Appl. 12 (1976) S. 47 - 55
- /51/ Schnieder, E.
Kothe H.H.:

Entwurf von Zustands- und Störgrößenbeobach-
tern und ihre Anwendung bei Bewegungsvor-
gängen
Siemens Forsch.- u. Entwickl.- Berichte 11
(1982) S. 251 - 257
- /52/ Schöning, A.
Stemmler, H.:

Geregelter Drehstrom- Umkehrantrieb mit
gesteuertem Umrichter nach dem Unterswin-
gungsverfahren
BBC- Nachrichten (1964) S. 699 - 721
- /53/ Schumacher, W.:

Microprocessor controlled AC servo drive
ETG - Fachberichte 11 S. 311 - 319
- /54/ Späth, H.:

Steuerverfahren für Drehstrommaschinen
Springer Verlag, Berlin, Heidelberg,
New York, Tokyo 1983
- /55/ Stehle, W.:

Allgemeine Optimierungsverfahren
Vorlesungsmanuskript der Universität
Karlsruhe, Institut für Nachrichtensysteme
- /56/ Steinfels, M.:

Drehzahl geregelter Drehstromasynchronmotor
mit Kurzschlußläufer und symmetriertem
Direktumrichter
Elektrie 31 (1977) S. 415 - 417
- /57/ Steinfels, M.
Ecklebe, P.:

Die Regelung von direktumrichter gespeisten
Antrieben
Elektrie, 35 (1981) S. 80 - 83
- /58/ Warnecke, K.-F.:

Wechselwirkung zwischen Umrichter, Signal-
verarbeitung und Regelung bei einem Strom-
richtermotor mit Käfigläufer
Dissertation TH Darmstadt 1976

- /59/ Weninger, R.: Verfahren zur dynamisch richtigen Steuerung des Flusses bei der Drehzahlregelung von Asynchronmaschinen mit Speisung durch Zwischenkreisumrichter mit eingepprägtem Strom
ETZ- Archiv (1979) S. 341 - 345
- /60/ Weninger, R.: Drehzahlregelung von Asynchronmaschinen bei Speisung durch einen Zwischenkreisumrichter mit eingepprägtem Strom
Dissertation TU München 1982
- /61/ Willems, J.L.: Stabilität dynamischer Systeme
R. Oldenbourg Verlag, München - Wien 1973
- /62/ Wurmthaler, Ch.: Ein Beitrag zum Entwurf von Zustandsreglern und deren Einsatz unter praxisnahen Randbedingungen
Dissertation Universität Erlangen - Nürnberg 1979
- /63/ Zeitz, M.: Nichtlineare Beobachter für chemische Reaktoren
Fortschrittsbericht der VDI - Zeitschriften Reihe 8, Nr. 27, Dezember 1977
- /64/ Zurmühl, R.: Matrizen
Springer Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1964

A Anhang

A1. Zusammenstellung der Normierungsfaktoren des "per-unit- Systems"

Die verwendeten Bezugswerte sind in untenstehender Tabelle zusammengefaßt. Dabei werden folgende Stranggrößen zur Normierung herangezogen:

U_n Effektivwert der Nennstrangspannung

I_n Effektivwert des Nennstrangstromes

f_n Nennfrequenz

physikalische Größe	Bezugsgröße	normierte Größe
Spannung	$U_n \sqrt{2}$	$u_{p.u.} = \frac{u}{U_n \sqrt{2}}$
Strom	$I_n \sqrt{2}$	$i_{p.u.} = \frac{i}{I_n \sqrt{2}}$
Reaktanz, Widerstand	$Z_n = \frac{U_n}{I_n}$	$X_{p.u.} = \frac{X}{Z_n}, R_{p.u.} = \frac{R}{Z_n}$
Winkelgeschw.	$2 \pi f_n$	$\omega_{p.u.} = \frac{\omega}{2 \pi f_n}$
Frequenz	f_n	$f_{p.u.} = \frac{f}{f_n}$
Drehzahl	$\frac{f_n}{Z_p}$	$n_{p.u.} = \frac{n Z_p}{f_n}$
Leistung	$3 U_n I_n$	$P_{p.u.} = \frac{P}{3 U_n I_n}$
Drehmoment	$\frac{3 U_n I_n Z_p}{2 \pi f_n}$	$d_{M p.u.} = \frac{d_M 2 \pi f_n}{3 U_n I_n Z_p}$
Zeit	$\frac{1}{2 \pi f_n}$	$t_{p.u.} = t 2 \pi f_n$
Flußverkettung	$\frac{U_n \sqrt{2}}{2 \pi f_n}$	$\psi_{p.u.} = \frac{2 \pi f_n}{U_n \sqrt{2}}$

Weiterhin folgt für die elektrischen Winkel:

$$\gamma_{p.u.} = \gamma \quad .$$

Für den bezogenen Wert der Anlaufzeit gilt:

$$T_A = \frac{(2 \pi f_n)^3 \theta}{3 U_n I_n Z_p^2} \quad .$$

A2. Daten der Versuchsanlage

Pulswechselrichter:

$$P_N = 70 \text{ kVA}$$

$$U_N = 380 \text{ V}$$

$$I_N = 110 \text{ A}$$

$$f = 0 \dots 100 \text{ Hz}$$

$$\text{Zwischenkreisspannung: } U_Z = 500 \text{ V}$$

$$\text{maximale Taktfrequenz: } f_T = 700 \text{ Hz}$$

Asynchronmotor:

$$P_N = 26 \text{ kW}$$

$$U_N = 380 \text{ V}$$

$$I_N = 54 \text{ A}$$

$$\cos \varphi_N = 0.84$$

$$n_N = 1440 \text{ U/min}$$

$$f_N = 50 \text{ Hz}$$

Maschinenparameter:

Parameter	unnormiert	normiert
$R_1 (20^\circ \text{C})$	0,13 Ω	0,0319
$\bar{R}_1 (85^\circ \text{C})$	0,163 Ω	0,0399
$R_2 (20^\circ \text{C})$	0,1575 Ω	0,0387
$\bar{R}_2 (85^\circ \text{C})$	0,197 Ω	0,0484
$X_1 = X_2$	8,75 Ω	2,147
$X_1' = X_2'$	0,47 Ω	0,115
X_h	8,28 Ω	2,032
σ	0,1043	0,1043
θ	0,47033 Ws^3	
T_A		102,295

Anmerkung: Zur Modell- bzw. Beobachtereinstellung werden die "mittleren" Widerstandswerte $\bar{R}_1$ und $\bar{R}_2$ verwendet.

Belastungseinrichtung

Kreisstrombehafteter Umkehrstromrichter:

$$P_N = 56 \text{ kW}$$

$$U_N = 400 \text{ V}$$

$$I_N = 140 \text{ A}$$

Gleichstrommotor:

$$P_N = 31,6 \text{ kW}$$

$$U_N = 365 \text{ V}$$

$$I_N = 102 \text{ A}$$

$$n_N = 1560 \text{ U/min}$$

$$\theta = 0,348 \text{ Ws}^3$$

A3. Verzeichnis der wichtigsten verwendeten Formelzeichen

Größen

$\underline{A}, \underline{B}, \underline{C}$	System-, Eingangs-, Ausgangsmatrix	
A_f	relativer Amplitudenfehler der Läuferflußnachbildung	
a	} Abkürzungen	$a = R_1 / \sigma X_1$
b		$b = R_2 / \sigma X_2$
c		$c = 1 / \sigma X_1$
d_L	Lastdrehmoment	
d_M, D_M	Motordrehmoment	
$\underline{E}$	Einheitsmatrix	
$\underline{F}$	Beobachtermatrix	
f	Frequenz	
$G_o, \bar{G}_o$	Gütezahlen	
$\underline{i}_1, \underline{i}_2$	Raumzeiger des Ständer- und Läuferstromes	
$\underline{K}$	Rückführmatrix des Beobachters	
k_1, k_2, k_3, k_4	Rückführkoeffizienten des Beobachters	
$\underline{M}$	Beobachtbarkeitsmatrix	
M_1, M_2, M_{12}, M_n	} Empfindlichkeitsfunktionen	
$M_\sigma, M_R, M_{oR}, M_o$		
n	Drehzahl	
n_K	Drehzahl des Koordinatensystems	
P_o	Gütefunktion	
P_B	charakteristisches Polynom des Beobachters	
P_f	Phasenfehler der Läuferflußnachbildung	
R_1, R_2	Ständer- und Läuferwiderstand	
T_A	Anlaufzeitkonstante	
T_2	Läuferzeitkonstante	
t	Zeit	
$\underline{u}_1$	Raumzeiger der Ständerspannung	
$\underline{u}, \underline{x}, \underline{y}$	Eingangs-, Zustands-, Ausgangsvektor	

X	} Abkürzungen	$X = X_h/X_2$
Y		$Y = X_h/X_1$
X_1, X_2	Ständer- und Läuferreaktanz	
X_h	Hauptfeldreaktanz	
$X_{1\sigma}, X_{2\sigma}$	Ständer- und Läuferreaktanz	
Z_p	Polpaarzahl	
γ_i	Winkel zwischen den Raumzeigern des Ständerstromes und des Läuferflusses	
γ_u	Winkel zwischen den Raumzeigern der Ständerspannung und des Läuferflusses	
γ_2	Winkel zwischen Läufer- und Flußkoordinatensystem	
ϵ	Winkel zwischen dem Raumzeiger des Ständerstromes und der reellen Achse des ständerfesten Koordinatensystems	
θ	Trägheitsmoment	
ϑ	Winkel zwischen dem läuferfesten- und dem ständerfesten Koordinatensystem	
ϑ_1	Mittlerer Meßwert der Ständertemperatur der Asynchronmaschine	
ϑ_2	Mittlerer Meßwert der Läuferfemperatur der Asynchronmaschine	
σ	totaler Streukoeffizient	
φ	Winkel zwischen dem Raumzeiger des Läuferflusses und der reellen Achse des ständerfesten Koordinatensystems	
ψ_1, ψ_2	Raumzeiger des Ständer- und Läuferflusses	
ψ_h	Raumzeiger des Luftspaltflusses	
ω_1	Kreisfrequenz des Läuferflußzeigers	
ω_{1i}	Kreisfrequenz des Ständerstromzeigers	
ω_{1u}	Kreisfrequenz des Ständerspannungszeigers	
ω_2	Schlupfkreisfrequenz ($\omega_2 = \omega_1 - n$)	

Indizes unten

a, b, c	Ständerstränge
α, β	Komponenten des Ständerkoordinatensystems
k, l	Komponenten des läuferfesten Koordinatensystems
x, y	Komponenten des mit dem Läuferflußzeiger umlaufenden Koordinatensystems
N	Nennwert
1	Ständergröße
2	Läufergröße

Indizes und Kennzeichen oben

$\hat{}$	nachgebildete Größe
$\hat{}'$	Modell- bzw. Beobachterparameter
$\sim$	Kennzeichnung des Fehlers
$\bar{}$	Mittelwert
$*$	Sollwert bei Regelungen

Mathematische Zeichen

j	komplexe Einheit
s	Laplace - Operator
sign	Vorzeichen
Δ	Kennzeichnung von kleinen Abweichungen

Lebenslauf

Name: Walter Zägelein

Geboren: 12.6.1949 in Fürth/Bay.

Staatsangehörigkeit: deutsch

Familienstand: verheiratet, 1 Kind

Schulbildung: 1955 - 1965
Volksschule und Aufbauzug der Volksschule
Nürnberg
Abschluß: Mittlere Reife

Berufsausbildung: 1965 - 1969
Lehre bei der Fa. Robert Bosch GmbH,
Nürnberg
Abschluß: Facharbeiter (Elektromechaniker)

1969 - 1972
Fachhochschule Nürnberg
Studium der Elektrotechnik
Abschluß: Ingenieur (grad.)

1972 - 1977
Friedrich-Alexander-Universität Erlangen -
Nürnberg
Studium der Elektrotechnik
Abschluß: Diplom-Ingenieur

Berufstätigkeit: 1.9.1977 - 30.6.1978
Diplom-Ingenieur in der Abteilung Fertigungs-
technik im Hausgerätewerk der Fa. AEG-
Telefunken, Nürnberg

Seit 1.7.1978
Wissenschaftlicher Assistent am Lehrstuhl
für Elektrische Antriebe und Steuerungen
der Universität Erlangen - Nürnberg

Druck: Offsetdruckerei Karl Döres, 8520 Erlangen, Jägerstr. 3, Inh. B. Lengenfelder